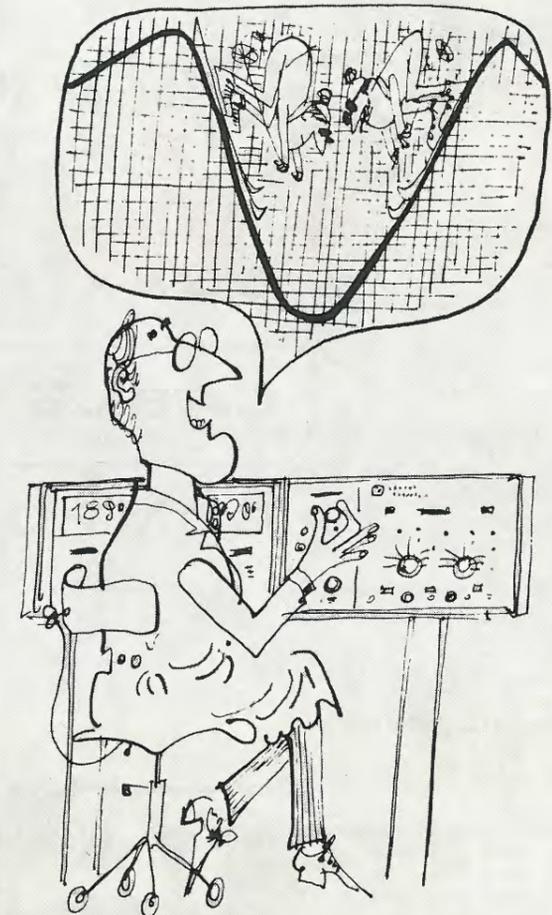
ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

A CURA DELLA RAI E DELLA STET - EDIZIONI ERI - ANNO XIX - NUMERO 5 - 1970 - L. 400

La nuova antenna "C" della Telespazio installata nella conca del Fucino.

Abbiamo tutto per contare, dal sistema più semplice a quello computerizzato.

Quale volete?

E naturalmente i nostri apparecchi sono precisi. Perché noi calibriamo ogni contatore che produciamo con un campione di frequenza al cesio (ossia un orologio atomico), che è anch'esso prodotto da noi. Potete quindi fidarvi completamente della nostra calibrazione.

I nostri contatori, dal meno costoso al più sofisticato, fanno anche pieno uso di circuiti integrati avanzatissimi, che noi stessi abbiamo sviluppato e prodotto. Eccovi dei brevi dati:

Contatori industriali - piccoli e compatti
In questo gruppo la risoluzione tipica è da 4 a 6 cifre. Massima frequenza di conteggio 10 MHz e base dei tempi derivata o dalla rete o da oscillatori al quarzo.

Contatore universale
Frequenza massima di conteggio 50 MHz, misura di periodo e periodo medio, intervallo di tempo medio, scale e rapporto. Può essere ordinato anche con voltmetro digitale incorporato, precisione 0,05 %.

Contatori a cassetti intercambiabili
Tra questi contatori, il 5248A è oggi lo «standard» accolto dall'industria. Cassetti convertitori a eterodina od oscillatori di trasferimento estendono il campo di frequenze da 150 MHz fino a 18 GHz.

Sono anche disponibili cassetti voltmetri digitali, amplificatori video, intervallo di tempo, «pre-scaler».

Contatore automatico 5323A
Misura periodo o periodo medio, ma calcola e rappresenta la frequenza, fornendo una risoluzione costante per un dato periodo di misura indipendentemente dalla frequenza d'ingresso.

Il nuovo Contatore-computer
Il modello 5360A a tastiera forma un sistema di misura digitale. Le sue applicazioni sono praticamente illimitate.

In sintesi: quali che siano le vostre necessità, noi abbiamo il contatore che fa per voi.

Per assistenza nella scelta, documentazione tecnica o per una dimostrazione, scriveteci o telefonateci.

Italia: Hewlett-Packard Italiana S.p.A.
20124 Milano, Via Amerigo Vespucci 2, tel. 6251
00144 Roma-Eur, Piazza Marconi 25, tel. 591 2544
Svizzera: Hewlett-Packard (Schweiz) AG
Rue du Bois-du-Lan 7, 1217 Meyrin 2 Genève, tel. (022) 41 5400

Counters

QUALITA' NELLA QUANTITA'

- La serie "ARM" di connettori miniatura è disponibile in una grande varietà di configurazioni che include: unità stripline, microcircuit, hermetically sealed.
- La serie Precifix A e AA di connettori di precisione da 7 mm ha delle prestazioni insuperabili.
- Le serie di terminazioni da 7 mm e ARM miniatura sono i componenti più precisi disponibili.
- Gli adattatori guida d'onda - connettori coassiali 7 mm, N, TCN e BNC - permettono delle transizioni precise su tutto lo spettro di frequenza e sono disponibili in quasi tutte le combinazioni possibili.
- La serie di connettori Americon è identicamente sostituibile ad una gran parte dei connettori coassiali disponibili sul mercato, con prestazioni superiori e prezzi assolutamente competitivi.

COAXIAL CONNECTORS

CABLE ASSEMBLIES

COMPONENTS

DISTRIBUITI IN ESCLUSIVA dalla

Viale Romagna, 14 20133 MILANO Tel. 73 85 674, 73 85 676 Telex 33402

non ci sono molte alternative per chi necessita di un generatore di impulsi di alta classe e di sicuro affidamento ....

E-H RESEARCH LABORATORIES, USA

- **Un nome prestigioso**
- **Una linea completa di apparecchi per le più svariate esigenze con frequenza massima di ripetizione da 100 KHz a 500 MHz**
- **Una tradizione di serietà e di efficienza nei rapporti con la clientela**

MOD. 139 B

Frequenza: 10 Hz - 50 MHz
Tensione max: ± 10 V
Tempo di salita: < 6 ns - 3 ms
Durata: 10 ns - 10 ms
Ritardo: 10 ns - 10 ms

MOD. 137

Frequenza: 10 Hz - 100 MHz
Tensione max: ± 5 V
Tempo di salita: < 2 ns - 160 μs
Durata: 5 ns - 1 ms
Ritardo: 5 ns - 1 ms

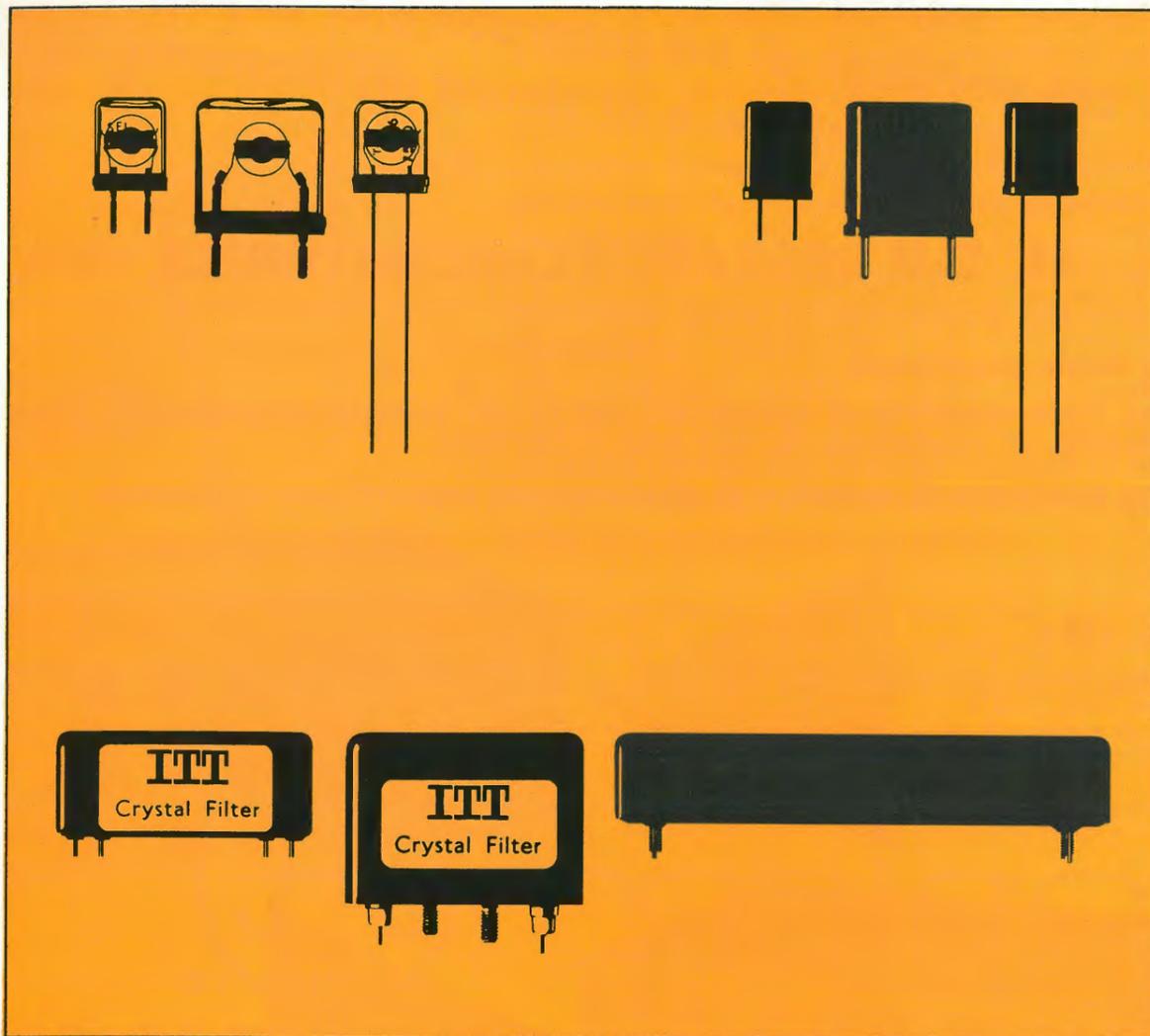
MOD. 129

Frequenza: 10 KHz - 500 MHz
Tensione max: ± 2 V
Tempo di salita: < 500 ps
Durata: 1 ns - 50 μs
Ritardo: 1 ns - 50 μs

Vi ricordiamo che la E-H ha recentemente concluso un accordo di distribuzione con la IWATSU, la più importante ditta giapponese costruttrice di oscilloscopi (fino a 18 GHz). Gli oscilloscopi IWATSU insieme con i generatori di impulsi E-H rappresentano la combinazione ideale per la soluzione dei Vostri problemi.

La E-H infine produce sistemi avanzatissimi per misure e prove dinamiche, funzionali e in DC su ogni tipo di circuito integrato e su ogni tipo di memoria.

Richiedete cataloghi, offerte e dimostrazioni a:

**Piazza De Angeli, 7
20146 - MILANO
Tel. 463.286 - 463.520**

Quarzi e filtri a cristallo

La ITT dispone di cristalli piezoelettrici e di filtri rispondenti a tutte le specifiche, in contenitori sia di metallo che in vetro nella gamma di frequenze da 1,5 kc/s a 100 mc/s. Il filtri a quarzo vengono costruiti per larghezze di banda da 12,5 a 50 kc/s. I nostri cataloghi «Quartz crystals» e «Crystal filters» contengono in dettaglio tutte le informazioni tecniche concernenti l'intera gamma di produzione. Saranno inviati a richiesta. I nostri tecnici sono inoltre a disposizione dei clienti per qualsiasi esigenza tecnica in questo campo.

ITT Standard
Piazza De Angeli, 7
20146 Milano
Tel. 4696. 202/198/183
Telex: Militts 32351

COMPONENTI

Selezione automatica dei decimali

con il Multimetro Philips

PM 2421
9 portate
10 µV di risoluzione

Il PM 2421 Philips è un multimetro tra i più avanzati del mondo. L'unico con selezione automatica dei decimali su **tutte** le scale (portate).

Con la semplice pressione di un pulsante scegliete il parametro base, per esempio: microvolt c.a. Qualsiasi valore fra 10 µV e 14,00 mV verrà indicato con la migliore risoluzione possibile.

Una scelta errata verrà segnalata dalla spia di sovraccarico, per cui basterà premere il pulsante dei volt per riottenere la lettura del segnale.

Ciascun pulsante aumenta il parametro misurato di un fattore pari a 10^3. Perciò per le misure di corrente i tre pulsanti rappresentano rispettivamente i nA, i µA e i mA.

Entro ogni suddivisione vi sono tre letture a fondo scala di 14,00 - 140,0 e 1400. (Una leggera sovrapposizione delle portate evita letture ambigue per segnali aventi 14 come cifre significative).

Il multimetro PM 2421 è l'unico analizzatore che misura le tensioni ad alta frequenza.

Una sonda accessoria per 700 MHz copre la gamma da 2 mV a 140 V.

Altre possibilità sono l'uscita analogica e, a richiesta, l'uscita BCD.

Il PM 2421 è di facilissimo impiego. Nove pulsanti consentono la selezione degli Ω, kΩ, MΩ, nA, µA, mA, mV o V. Tre pulsanti selezionano: HF, CA, CC/R.

Il resto è tutto automatico.

Per ulteriori informazioni rivolgeteVi a:

Philips S.p.A. - Rep. PIT/EMA
Piazza IV Novembre, 3 - 20124 Milano - telef. 6994

	Tensione		Corrente			Resistenza			Tensione RF	
Quantità	mV	V	nA	µA	mA	Ω	kΩ	MΩ	mV	V
Portata	10 µV	10 mV	10pA	10nA	10µA	10mΩ	10Ω	10kΩ	2mV	0.2V
	1.4 V	1000 VDC 500 VAC	1.4µA	1.4mA	1.4A	1.4kΩ	1.4MΩ	1.4GΩ	1.4V	140V
Precisione	DC 0.1% ± 1d AC 0.3 — 1%		DC 0.3 — 0.5% AC 1 — 2%			0.2 — 0.4%		0.5 — 2%	5 — 20%	
Frequenza	10 Hz — 1 MHz		10 HZ — 200 kHz						100 kHz — 700 MHz	

Una progettazione d'avanguardia per i Multimetri Philips

APPARECCHI DI MISURA E DI CONTROLLO

ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

NUMERO 5 ANNO XIX

SETTEMBRE OTTOBRE 1970

DA PAGINA 157 A PAGINA 192

RIVISTA BIMESTRALE
A CURA DELLA RAI E DELLA STET

DIRETTORE RESPONSABILE
GIUSEPPE DILDA

COMITATO DIRETTIVO
G. CASTELNUOVO, D. FARO,
R. VAUDETTI, A. SARTORIO

DIREZIONE E AMMINISTRAZIONE
10121 TORINO
VIA ARSENALE, 41 - TELEF. 57-101

Concessionaria esclusiva della pubblicità:
COMPAGNIA INTERNAZIONALE PUBBLICITÀ PERIODICI (CIPP)
MILANO, VIA PISONI, 2 - TEL. 652-814/15/16
TORINO, VIA BERTOLA, 34 - TELEFONO 57-53

Sommario:

pagina

Il nuovo impianto antenna « C » ed il potenziamento della stazione « P. Fanti » del Fucino (*C. Benigni*) 158

Viene descritto, nei particolari tecnici ed operativi, il terzo impianto antenna di cui ora la stazione terrena del Fucino dispone per i collegamenti con i Paesi dell'area servita dal satellite posizionato sopra l'oceano Indiano.

La modulazione delta: un sistema di trasmissione a impulsi in codice (*V. Lazzari*) 164

Viene illustrato il funzionamento di un modulatore delta (impulsi codificati ad un solo bit). Vengono inoltre presentate alcune soluzioni circuitali e calcolato il rapporto segnale rumore di quantizzazione in confronto col sistema PCM.

Problemi di sincronismo e segnalazione nel PCM (*A. Artom*) 168

Aspetti del sincronismo e della segnalazione in reti telefoniche PCM. Esame delle operazioni da effettuare nelle centrali a divisione di tempo operanti con fasci PCM non sincroni.

Programma per l'analisi di reti descritte mediante la matrice di diffusione (*D. Biey*) 173

Programma per elaboratore elettronico che permette l'analisi di reti elettriche formate da componenti passivi ed attivi descritti dalla matrice di diffusione.

Metodi di misura della qualità di una trasmissione telefonica (*G. Modena*) 178

Metodi soggettivi per la misura della qualità di una trasmissione telefonica e risultati sperimentali: il metodo di confronto a coppie in prove di conversazioni bidirezionali offre indicazioni precise sulla qualità degli attuali sistemi di trasmissione.

Notiziario:

Nuovo satellite meteorologico ● Missile guidato da una microtelecamera ● Riproduzione dei nastri video-magnetici ● Analizzatore per misure « correlate » 186
Nuovo metodo di produzione dei dispositivi a semiconduttore ● L'elaborazione elettronica a distanza 187
Nuovo generatore di segnali per TVC ● Tracciatore di mappe meteorologiche stampa 800.000 punti al secondo 188
Alimentatori a bassa tensione senza trasformatore 190

Libri e pubblicazioni:

Giaccaglini G.: Lezioni di elettronica industriale - Controlli automatici - Applicazioni ● *RCA*: Power transistors ● Libri ricevuti 192

La nuova antenna « C » della stazione « P. Fanti » della Telespazio posta, come le due precedenti, nella conca del Fucino, è stata installata per lavorare con i satelliti « Intelsat » in orbita sopra l'oceano Indiano e consentire così collegamenti con i Paesi dell'oriente.

UNA COPIA - L. 400 (ESTERO L. 500)
ABBONAMENTO ANNUALE L. 2000 (ESTERO L. 3000)
VERSAMENTI ALLA ERI - VIA ARSENALE, 41 - TORINO - C. C. POSTALE N. 2/37800
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO IV/70
REGISTRATO ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C. P. DI TORINO AL N. 493 IN DATA 6-11-1951

IL NUOVO IMPIANTO ANTENNA « C »

ED IL POTENZIAMENTO DELLA STAZIONE « P. FANTI » DEL FUCINO

CESARE BENIGNI (*)

SOMMARIO — Dopo un cenno alle esigenze di traffico che hanno reso necessario l'ampliamento degli impianti Telespazio, si descrivono le caratteristiche tecniche, meccaniche e radioelettriche del nuovo impianto antenna «C» della stazione terrena «Piero Fanti» al Fucino. L'impianto, recentemente entrato in servizio, è collegato al satellite Intelsat III F3 in servizio sull'area dell'Oceano Indiano. Si descrive anche la nuova tecnica SPADE per l'assegnazione su domanda alle stazioni terrene di circuiti di telecomunicazione via satellite.

1. Introduzione.

Su questa rivista sono state descritte a suo tempo le tappe evolutive più importanti della Stazione del Fucino. Il n. 4 del 1962 riportava le caratteristiche della stazione sperimentale, mentre il n. 3 del 1965 illustrava le modifiche apportate all'impianto sperimentale per adattarlo all'esercizio commerciale con il satellite Early Bird. Sul n. 4 del 1968 si descrissero infine le caratteristiche dell'impianto antenna da 27,4 metri (Antenna « B ») e si considerarono i nuovi impianti per la telemetria ed il telecomando dei satelliti « Intelsat ». A questi articoli si rimanda il lettore desideroso di inquadrare in una prospettiva più ampia lo sviluppo della Stazione del Fucino ora intitolata all'ing. Piero Fanti che ne fu il Direttore Generale e l'animatore fino alla Sua recente scomparsa.

2. Necessità di una nuova antenna.

Il sistema di comunicazioni via satellite realizzato e gestito dall'« Intelsat » è per definizione « globale » e prevede l'uso di satelliti equatoriali collocati in posizioni opportune in modo da assicurare la più ampia copertura possibile della superficie del globo. La Telespazio, come noto, con il suo impianto Antenna « B » effettua collegamenti nell'Area Atlantica mediante uno dei satelliti « Intelsat » posti in orbita sull'Oceano Atlantico.

Considerato lo sviluppo del traffico con i Paesi dell'Oriente, la Telespazio decise, nel 1968, di realizzare collegamenti via satellite con quei Paesi e di costruire - quindi - un nuovo impianto antenna atto a lavorare con i satelliti «Intelsat» posti sull'Oceano Indiano. La nuova antenna, denominata Antenna « C », oltre che per il traffico terminale italiano, sarà usata dalle compagnie vettrici statunitensi (AT & T, IT & T, Western Union, RCAC) per prolungare, verso l'Oriente, alcuni circuiti che raggiungono l'Italia attraverso il nuovo sistema cablofonico TAT5-MAT1 (v. Elettronica e Telecomunicazioni n. 1 - 1970).

La progettazione del sistema, tiene conto delle norme tecniche dell'« Intelsat », particolarmente restrittive per quanto concerne il guadagno dell'antenna in ricezione e la temperatura di rumore del sistema, e dell'esperienza acquisita dalla Telespazio con l'esercizio dell'Antenna « B ». Ne consegue che il nuovo impianto di antenna è molto simile nell'impostazione di base a quello già realizzato, con ovvi vantaggi per il personale operativo e di manutenzione.

Come risultato di gare distinte per i vari sottosistemi è stata aggiudicata alla Società S.T.S.[1] la fornitura dell'antenna, dell'impianto di alimentazione e degli impianti di comunicazione, eccezion fatta per gli impianti multiplex a divisione di frequenza che sono di produzione Telettra.

L'impianto Antenna « C » è entrato in servizio il 15 luglio 1970.

3. L'antenna vera e propria.

L'antenna è di progettazione Blaw-Knox Co., di Pittsburg (Pa.) con modifiche minori apportate dalla SIRTI. L'antenna è stata costruita quasi interamente in Italia dalla Compagnia Italiana Forme Acciaio S.p.A. di Milano per la struttura metallica, e dalla SIRTI per i pannelli del riflettore. Dagli Stati Uniti provengono il solo sub-riflettore, l'illuminatore (feed) ed i cuscinetti di azimut e di elevazione.

Si tratta, come per l'Antenna « B » di un paraboloide a superficie corretta per illuminazione uniforme con montaggio altazimutale. In copertina e in figura 1 è riprodotta una fotografia che mostra in primo piano la nuova antenna mentre nello sfondo di vedono anche le due antenne precedenti. Il suo paraboloide è sostenuto da una colonna cilindrica verticale che fuoriesce dal basamento in cemento e che ruota attorno al proprio asse. Solidale con la colonna, all'interno del basamento è disponibile una piattaforma che contiene i trasmettitori. Un secondo vano, ruotante anch'esso nel piano orizzontale è disponibile dietro il vertice del paraboloide e contiene gli amplificatori parametrici, i convertitori 4000/750 MHz ed il convertitore per il ricevitore di inseguimento.

Il servosistema della Elettronica San Giorgio S.p.A. di Genova-Sestri, è del tipo elettrico, con due motori per asse a coppie antagoniste per recuperare i giochi degli ingranaggi. La soluzione adottata provvede a fornire coppie antagoniste per compensare l'effetto del vento a bassa velocità e coppie concordi per velocità superiori a 50 km/h. I motori a corrente continua con eccitazione in parallelo, forniscono una coppia regolabile variando la corrente d'armatura per mezzo di raddrizzatori al silicio controllati da amplificatori operazionali. Il ricevitore d'inseguimento è della Ditta Canoga di Chatsworth (California) mentre il convertitore da 4000/90 MHz è della SIT-Siemens di Milano.

Il feed, realizzato dalla Sylvania - Electronic System di Waltham (Mass.) - è del tipo convenzionale a cinque elementi in cui una tromba conica centrale è utilizzata per il canale di comunicazione (trasmissione e ricezione) e quattro radiatori dielettrici laterali sono utilizzati per il puntamento dell'antenna secondo il sistema « monopulse ». La tromba conica è seguita da due polarizzatori e da un trasduttore di modi ortogonali alle cui porte fanno capo il canale di trasmissione e quello di ricezione. Il feed è adatto al funzionamento con polarizzazione lineare secondo qualsiasi angolo e con polarizzazione circolare destrorsa e sinistrorsa. Feed e subriflettore sono progettati per illuminare il paraboloide uniformemente a meno del bordo; si ottiene così elevata efficienza e basso spillover dai bordi del riflettore principale.

Il paraboloide è riscaldato per prevenire o rimuovere l'accumulo di neve o ghiaccio sulla superficie riflettente. Il riscaldamento elettrico è ottenuto mediante elementi resistivi collocati sul retro dei pannelli di antenna. L'alimentazione è parzializzata e consente anche il riscaldamento del paraboloide settore per settore.

La tabella 1 contiene i principali dati di capitolato dell'Antenna.

TABELLA 1

Tipo di illuminazione	Cassegrain
Diametro riflettore principale	29,6 m
Diametro subriflettore	2,9 m
Rapporto fuoco/diametro	0,38
Montaggio	Altazimutale
Limiti movimento azimutali	± 270°
Limiti movimento elevazione	— 0,5° + 91,5°
Massima velocità su entrambi gli assi	1°/sec
Massima accelerazione su entrambi gli assi	1°/sec²
Guadagno a 5925 MHz	62,8 dB
Guadagno a 3700 MHz	59,0 dB
Fattore di merito G/T a 3700 MHz e 5°El.	42,1 dB

4. Il sistema trasmittente dell'antenna « C ».

Il sistema trasmittente dell'Antenna « C » è stato progettato nel 1968 tenendo conto della sola tecnica di accesso multiplo allora considerata dall'« Intelsat », quella delle portanti a destinazioni multiple. Secondo questa tecnica una portante trasmessa e modulata in frequenza da una data stazione contiene canali destinati ad essere ricevuti da più di una stazione, i canali essendo opportunamente raggruppati nella banda base per facilitare la loro estrazione. In questo modo — che semplifica il problema della trasmissione concentrando il traffico verso più destinazioni su una sola portante (fino ad un massimo di 132 canali per i satelliti « Intelsat III ») — si realizzano collegamenti rigidi fra più coppie di stazioni collegate dallo stesso satellite. Più tardi in seno all'« Intelsat » si è progettato un sistema di accesso multiplo del tipo « a richiesta » che consente il collegamento di due stazioni per il solo tempo richiesto dallo scambio del traffico, in contrapposizione al collegamento tipo rigido dianzi descritto. Di questo nuovo sistema di accesso multiplo a richiesta che prevede l'associazione di un solo canale telefonico con una portante RF, si parlerà più avanti.

Nella scelta delle caratteristiche fondamentali dell'impianto trasmittente sono state considerate: 1) la necessità di utilizzare il satellite « Intelsat III-F3 » che ha un trasponditore di diminuita sensibilità e che richiede l'impiego di potenze in trasmissione più elevate (6 ÷ 8 dB); 2) la possibilità che l'Antenna « C » sostituisca l'Antenna « B » in caso di emergenza; 3) l'opportunità di mantenere una certa uniformità di apparati sui due impianti antenna. La soluzione che si è adottata prevede anzitutto l'impiego di un trasmettitore di potenza a klystron già usato sull'Antenna « B » e potenziato fino a 5 kW. Altri due trasmettitori, uno da 300 W ed uno da 600 W completano la fornitura. Un complesso di guiderie e di commutatori in guida consentono lo scambio di funzioni fra i vari trasmettitori. Gli amplificatori di potenza da 300 W e 600 W sono equipaggiati rispettivamente con uno e due tubi ad onde progressive (TPO) in parallelo del tipo Varian VTC 6360 A 1. Questi tubi, sempre raffreddati ad aria, rappresentano una evoluzione del TPO Varian 626 E da 200 W usato nei trasmettitori dell'Antenna « B » e che ha dato ottimi risultati sia per la semplicità di esercizio, sia per il grado di affidamento. Con il satellite « Intelsat III-F3 » di ridotta sensibilità, il trasmettitore da 5 kW assicura la trasmissione televisiva, mentre i due trasmettitori da 300 W e 600 W assicurano, con ridondanza, le trasmissioni telefoniche. In condizioni normali e con l'uso di un satellite della serie « Intelsat » avente le prestazioni prescritte, il trasmettitore da 300 W sarà usato per telefonia (una sola portante a destinazione multipla) e quello di 600 W per la televisione. Il trasmettitore da 3 kW funge da scorta comune.

Gli eccitatori e gli amplificatori di potenza sono sistemati in antenna sulla piattaforma rotante a livello terreno. Il collegamento con i modulatori installati nella sala controlli avviene alla frequenza di 70 MHz mediante cavi coassiali.

Come già segnalato, gli apparati trasmittenti sono stati forniti dalla Società STS e sono stati progettati e costruiti dalla Società Generale per la Telefonia e l'Elettronica. La figura 1 riporta lo schema a blocchi dell'impianto completo ricetrasmittente dell'Antenna « C ».

5. Il sistema ricevente dell'antenna « C ».

Anche questo sistema è stato concepito secondo i criteri di impiego dei satelliti « Intelsat III » e le raccomandazioni dell'« Intelsat ». Dopo una prima conversione a 750 MHz l'intera banda, larga 500 MHz, ricevuta dal satellite è convogliata alla sala controlli dove le portanti, che interessa ricevere, vengono estratte, convertite a 70 MHz e demodulate.

Le apparecchiature sono state fornite come noto

(*) Dott. ing. Cesare Benigni della Telespazio.

Dattiloscritto pervenuto il 20 luglio 1970.

(1) La Società STS - Consorzio per Sistemi di Telecomunicazioni S.p.A. - è stata costituita nel 1967 dalla Società Italiana Telecomunicazioni Siemens S.p.A., dalla Società Italiana Reti Telefoniche Interurbane S.p.A., che fanno parte del Gruppo IRI STET e dalla Società Generale di Telefonia ed Elettronica S.p.A.

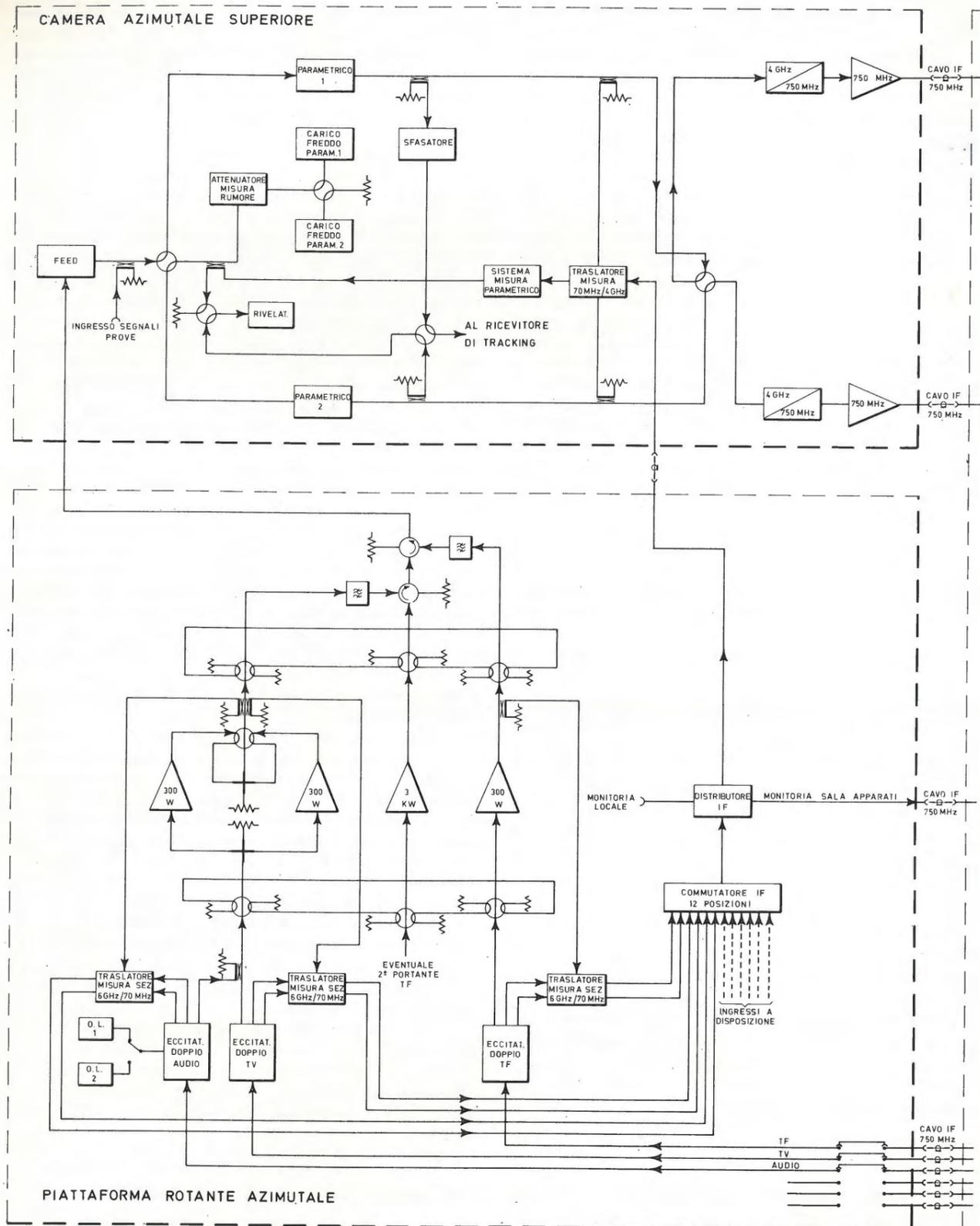
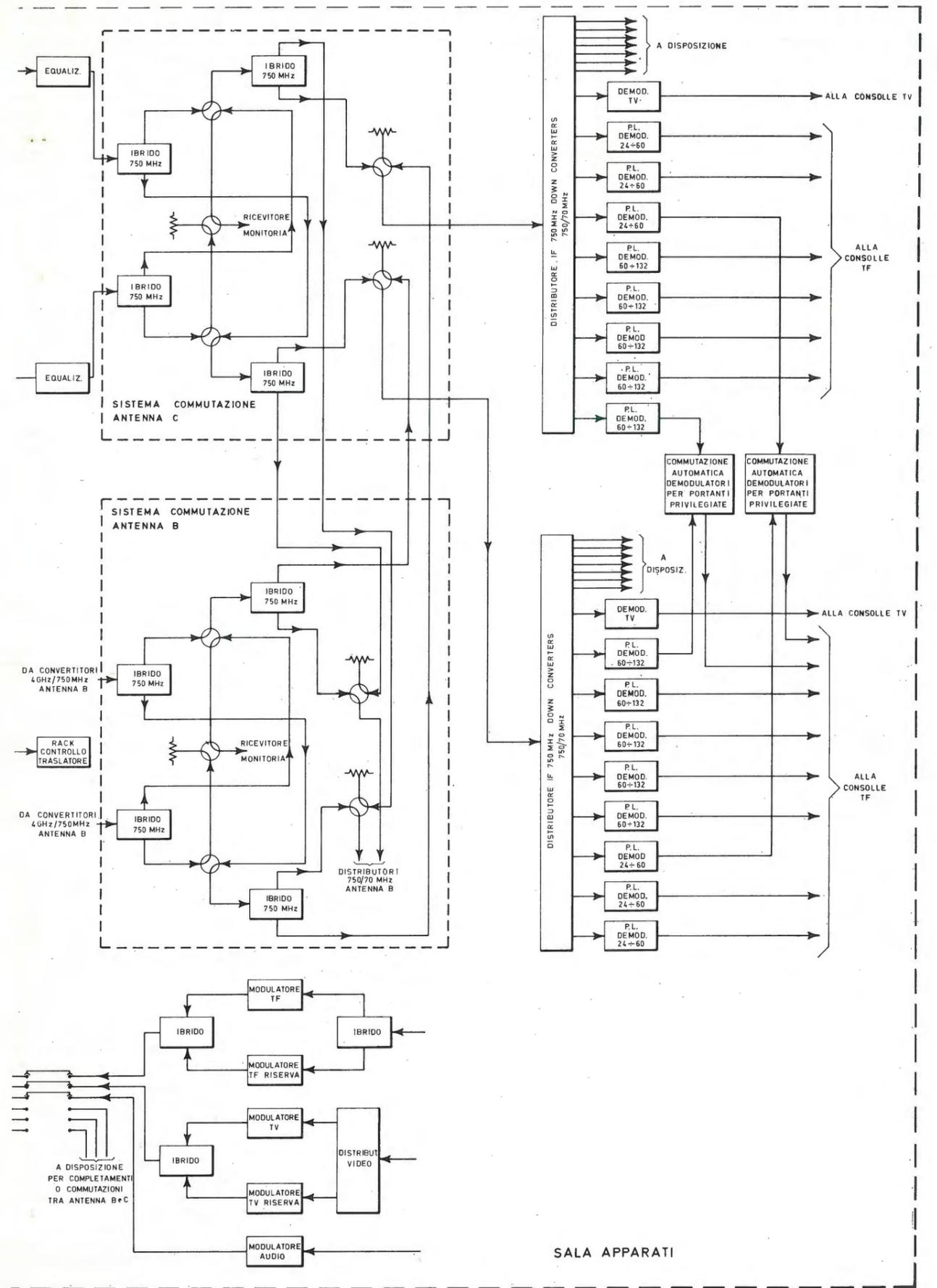



Fig. 1. — Schema a blocchi della struttura dell'impianto ricetrasmittente ripartito fra la «zona» antenna (camera azimutale superiore e piattaforma rotante azimutale) e la sala apparati. È chiaramente individuabile la doppia catena ricevente ed il complesso degli amplificatori di potenza interconnessi agli eccitatori ed all'antenna mediante commutatori in guida a tre posizioni e sei porte che consentono, in caso di avaria, lo scambio delle funzioni degli amplificatori.

dalla Società S.T.S. e sono state prodotte dalla Società Generale per la Telefonia e l'Elettronica al pari di quelle dell'Antenna « B ». Così facendo si è realizzata una sostanziale identità fra Antenna « B » ed Antenna « C » utile ai fini dell'esercizio della manutenzione e delle scorte e di importanza essenziale nel caso che, per ragioni di emergenza, le due antenne debbano sostituirsi mutuamente.

Il sistema ricevente consta essenzialmente di:

— n. 2 amplificatori parametrici a larga banda del tipo a 4 stadi di cui due raffreddati ad elio gassoso. Questi amplificatori sono sistemati nel vano superiore dell'antenna immediatamente dopo il feed ed hanno una temperatura di rumore inferiore ai 20°K;
— n. 2 sistemi di traslazione a 750 MHz (il che assicura la completa ridondanza della catena ricevente fino alla sala controlli);
— ricevitori di canale 750/70 MHz e demodulatori ad abbassamento di soglia del tipo ad aggancio di fase in numero adeguato alle portanti riceventi.

6. Il nuovo impianto di alimentazione.

Nell'edificio ausiliario costruito in prossimità dell'Antenna « C » sono ospitati i quadri di distribuzione a 6 kV (2) i trasformatori 6000/380 V, i quadri di distribuzione a bassa tensione ed i complessi di continuità che assicurano la continuità assoluta di alimentazione alle utenze privilegiate dell'impianto Antenna « C », ivi incluse quelle ospitate dalla sala controlli. Il complesso di continuità fa uso di tre invertitori statici di progettazione e costruzione SIT-Siemens ciascuno della potenza di 82,5 kVA. Questi invertitori alimentano in parallelo la rete a 380 V delle utenze privilegiate. In caso di guasto, l'invertitore difettoso viene escluso automaticamente ed i due invertitori restanti assicurano ancora l'alimentazione al 100% delle utenze interessate.

Gli invertitori sostituiscono i ben noti gruppi rotanti motore cc/alternatore e trasformano direttamente l'energia fornita dai raddrizzatori o dalla batteria, in corrente alternata trifase a 380 V. La scelta di un complesso di continuità statico è stata preceduta da una attenta valutazione dei pro e dei contro. La soluzione statica è apparsa attraente per l'eliminazione delle periodiche operazioni di manutenzione, lubrificazione e sostituzione delle parti soggette ad usura con i relativi riflessi di natura economica.

Il sistema di alimentazione di emergenza della stazione è stato inoltre potenziato con l'installazione di due nuovi gruppi elettrogeni da 6 kV/780 kVA di costruzione Breda-Isotta Fraschini-Asgen identici a quello preesistente e dei dispositivi per realizzare automaticamente il parallelo di due gruppi qualsiasi o il parallelo di tutti e tre. Il potenziamento è stato richiesto dall'aumentato carico per il riscaldamento delle antenne in caso di tempeste di neve e di contemporanee, e non improbabili, interruzioni sulla rete ENEL.

7. Il piano di potenziamento dei collegamenti fra il Fucino e Roma.

Il traffico crescente elaborato dall'Antenna « B », la messa in funzione dell'Antenna « C », i previsti piani di emergenza per far fronte ad eventuali interruzioni del sistema TAT 5-MAT 1 oppure a guasti della stazione tedesca di Raisting, con la quale esistono accordi di mutuo soccorso, hanno reso necessario il potenziamento e la diversificazione dei collegamenti fra il Fucino e Roma, rispettivamente terminati al Centro Telefonico Intercontinentale della Italcable per il traffico telefonico ed il centro RAI-TV di Via Teulada per i servizi televisivi.

Attualmente i collegamenti fra il Fucino e Roma sono assicurati da un ponte radio a due fasci a 2 GHz; il fascio denominato « telefonico » capace di 300 circuiti, e quello « televisivo » capace di 960 circuiti o di un segnale televisivo, un ponte radio a 7 GHz ad un solo fascio funge da scorta comune.

Il piano, elaborato d'intesa con l'Azienda di Stato per i Servizi Telefonici, tiene conto delle raccomandazioni espresse nel gennaio 1969 dal Consiglio Superiore Tecnico del Ministero PP.TT. di prevedere più di una via di istradamento fra la Stazione del Fucino e Roma con l'impiego di mezzi trasmissivi diversi. (3) Esso si basa su alcuni criteri fondamentali quali la responsabilità Telespazio nell'assicurare la prosecuzione a Roma dei collegamenti da essa realizzati via satellite tramite la Stazione del Fucino ed il rispetto di quanto disposto dalla vigente convenzione con il Ministero PP.TT., circa l'uso di mezzi del Ministero PP.TT. per il raccordo fra il Fucino e Roma quando questi siano adeguati. In sintesi il piano di sviluppo approvato agli inizi del 1970 dal Consiglio Superiore Tecnico, articolato su più fasi, prevede alla fine del 1971 la realizzazione di:

— un collegamento in coassiale della capacità di 960 circuiti telefonici a mezzo cavo coassiale fra Avezzano e Roma, con possibilità di deviare il traffico da Avezzano a Roma via Pescara nel caso di guasti sulla tratta diretta. Il collegamento fra Fucino ed Avezzano è previsto in ponte radio ad una tratta sui 7 GHz. Il raccordo fra Roma (Via delle Vergini) ed Acilia (nuova sede del Centro Telefonico Intercontinentale dell'Italcable) è previsto in cavo e ponte radio.
— Un collegamento in ponte radio con riserva della capacità di 960 circuiti telefonici ampliabile a 1800 fra il Fucino ed Acilia.
— Un collegamento in ponte radio a due fasci più uno di riserva fra il Fucino ed il Centro RAI-TV di Via Teulada per il traffico televisivo.

8. Le nuove tecniche dell'accesso multiplo - La tecnica SPADE.

Si è già menzionato, parlando dell'impianto trasmittente dell'Antenna « C », come sia maturata in seno all'« Intelsat » una nuova tecnica per l'accesso multiplo che assegna i circuiti fra una generica coppia di stazioni non più in forma permanente, ma solo per il tempo necessario allo svolgimento delle conversazioni telefoniche richieste da cui la definizione di « accesso multiplo a richiesta ».

Il primo sistema che sarà introdotto è quello denominato SPADE (Single channel per carrier - PCM - Multiple Access - Demand Assignment - Equipment) per il quale sono state già concordate, in ambito Intelsat, le specifiche tecniche. Il sistema SPADE è stato studiato e realizzato, a livello di prototipo, dai laboratori Comsat. Ad ogni portante RF è associato un solo canale telefonico il cui segnale, campionato al ritmo di 8 kHz, è poi codificato secondo la tecnica PCM. La portante RF è modulata di fase (PSK) ed è prevista la soppressione della portante in assenza di segnale modulante ai fini di ridurre l'impegno di potenza del satellite.

Il cervello del sistema SPADE è costituito da un organo, presente in ogni stazione del sistema, denominato DASSS (Demand Assignment Signalling and Switching Subsystem) che è in contatto permanente con i DASSS delle altre stazioni attraverso un canale comune per la trasmissione di dati condiviso tra le stazioni secondo la tecnica della divisione di tempo. Il DASSS sceglie automaticamente le frequenze disponibili per realizzare i collegamenti fra un gruppo di portanti costituenti il « pool » delle portanti comuni, realizza il collegamento, informa gli altri DASSS dello avvenuto impegno di una coppia di portanti e fornisce inoltre i criteri di tassazione. La funzione di commutazione è così ripartita tra tutte le stazioni e non è quindi necessario prevedere una stazione differenziata responsabile della commutazione. Il sistema SPADE potrà essere operativo a partire dalla seconda metà del 1971 in coincidenza con la disponibilità sull'Oceano Atlantico del primo satellite « Intelsat IV ». In previsione dei vantaggi di flessibilità e di utilizzazione dei circuiti offerti dal sistema SPADE è stato proposto che un trasponditore su ciascun satellite della serie « Intelsat IV » sia riservato a questo sistema di assegnazione su domanda. Il numero dei canali realizzabili su tale trasponder sarà di 800.

La partecipazione della Stazione del Fucino al nuovo sistema di accesso multiplo comporterà, oltre all'approvvigionamento delle apparecchiature relative, il potenziamento delle Antenne « B » e « C » con l'aggiunta a ciascuna di esse di un nuovo amplificatore di potenza oltre che di nuove eterodine in trasmissione e ricezione di particolare stabilità di frequenza.

Giova menzionare che l'accesso multiplo a richiesta potrà essere realizzato anche con le tecniche a divisione di tempo oltre che con quelle a divisione di frequenza. Le prime però richiedono la realizzazione di circuiti logici ad alta velocità non ancora di produzione normale, e possibile solo fra alcuni anni. A questa categoria appartiene il sistema MAT - 1 (Multiple Access Time Division n. 1) già realizzato sperimentalmente e che si pensa potrà essere prodotto verso il 1975.

Non terminano con l'introduzione della tecnica SPADE le innovazioni che quanto prima saranno apportate alla Stazione del Fucino. Segnaliamo soltanto, senza entrare nei particolari, la prevista realizzazione di una ampia consolle TV/TF per il controllo centralizzato delle bande basi televisive e telefoniche, di un quadro sinottico dell'intero sistema di alimentazione della stazione che riporterà lo stato di funzionamento delle reti di alimentazione dei tre impianti antenna e ciò sia in condizioni normali (utenza Enel) sia in condizioni di emergenza.

Ampliamenti e modifiche sono attesi anche per quanto concerne gli impianti di Telemetria ed il Comando dei satelliti « Intelsat » con l'installazione di nuove apparecchiature per le operazioni sui satelliti « Intelsat IV ».

Le operazioni di Telemetria e Comando saranno estese alle Antenne « B » e « C » limitatamente ai satelliti verso cui sono permanentemente puntate.

Il 1970 trova così la Stazione del Fucino equipaggiata con due impianti antenna che consentono la realizzazione di collegamenti con Paesi che vanno dall'Australia e dal Giappone, dal lato orientale, al Canada e al Cile dal lato occidentale e con un complesso di impianti per la Telemetria ed il Comando dei satelliti « Intelsat » di crescente importanza associati alle antenne « A », « B » e « C ».

È allo studio, inoltre, la costruzione di un nuovo impianto antenna denominato Antenna « D », che, realizzato entro il 1972, consentirà di lavorare con due satelliti posizionati sull'Oceano Atlantico all'epoca in cui, saturato il primo « Intelsat IV », dovrà essere posto in orbita un secondo « Intelsat IV » o dovrà essere prolungato l'impiego di uno degli « Intelsat III ».

L'impianto Antenna « D » dovrebbe essere realizzato, secondo una prima valutazione, in località diversa da quella del Fucino, ma sempre entro un raggio di circa 150 km da Roma. A tale scopo è stato effettuato uno studio per individuare le aree adatte dal punto di vista delle interferenze dai ponti radio a 4 GHz della rete nazionale della Azienda di Stato per i Servizi Telefonici. I risultati di tale studio saranno poi verificati con opportune misure sul posto, una volta definita la località sulla base di altre considerazioni di natura logistica.

Conclusa questa rapida rassegna delle attività in corso per potenziare gli impianti della Telespazio, è doveroso ricordare l'opera del compianto Direttore Generale della Società, Ing. Piero Fanti, recentemente scomparso, che gli attuali, raggiunti traguardi indicò come meta anni or sono con lucida intuizione, indirizzando e seguendo la attività di collaboratori e dipendenti con competenza ed entusiasmo. (1217)

Fig. 2. — L'antenna « C » della stazione terrena « P. Fanti » del Fucino, per le comunicazioni spaziali con l'estremo oriente.

(2) La distribuzione dell'energia all'interno della stazione avviene a 6 kV un valore di tensione che è giustificato dalle distanze intercorrenti per gli impianti Antenna e la cabina principale (400 m) e gli assorbimenti di potenza (400 ÷ 1000 kVA) dei singoli impianti.

(3) La differenziazione di percorso e di mezzo trasmissivo sarà di fatto realizzata per il solo collegamento telefonico, con l'uso del cavo coassiale della ASST Roma-Pescara, mentre per il traffico televisivo, non risultando possibile l'impiego del cavo coassiale si prevede il solo impiego di ponti radio di tracciato parzialmente differenziato.

LA MODULAZIONE DELTA:

UN SISTEMA DI TRASMISSIONE A IMPULSI IN CODICE

VINCENZO LAZZARI (*)

SOMMARIO — La modulazione delta è un sistema di trasmissione a impulsi codificato, differenziale, con codice a un solo bit, che viene proposto come alternativa ai sistemi di trasmissione PCM oggi in uso. Nell'articolo vengono illustrati i criteri generali di funzionamento di un modulatore delta, vengono presentate alcune soluzioni circuitali, e viene calcolato il rapporto segnale-rumore di quantizzazione ottenibile da un tale modulatore, se usato per la trasmissione di un canale telefonico; tutto questo avvendo particolare riguardo al confronto con i sistemi PCM, sia dal punto di vista della complessità dei circuiti, sia da quello della qualità della trasmissione.

1. Premessa.

In questi ultimi anni si è assistito a un grande sviluppo dei sistemi di trasmissione basati sulla modulazione a impulsi in codice (Pulse Code Modulation - PCM).

Contemporaneamente sono stati sviluppati gli studi su sistemi di trasmissione che rappresentano possibili alternative al PCM, e fra questi la modulazione delta. Quest'ultima presenta, rispetto al PCM, una più cattiva utilizzazione della linea di trasmissione, cioè a parità di banda occupata in linea il rapporto segnale-disturbo è inferiore, e per contro, grazie al particolare codice usato, richiede circuiti di codifica e decodifica: *a*) singoli per canale, *b*) molto più semplici e meno costosi di quelli del PCM.

Confrontando tra di loro pregi e difetti relativi dei sistemi di trasmissione basati sulla modulazione delta e sul PCM si vede che i due sistemi, grosso modo, si equivalgono. Gli studi sulla modulazione delta sono iniziati dopo quelli sul PCM (il primo articolo significativo è quello di L.J. Libois (bibl. 1, dell'aprile 1951), per cui questa non è mai riuscita a soppiantare un sistema già soffermato come il PCM, ma è sempre rimasta allo stadio di prototipo di laboratorio; tanto meno potrà sostituire il PCM in futuro, ora che questo è normalizzato e universalmente diffuso.

È ragionevole supporre che la modulazione delta potrà trovare applicazione in due casi:

a) in sistemi militari, in cui ha poca importanza la cattiva utilizzazione della linea di trasmissione e ne ha molta la maggior semplicità dei circuiti;

b) in sistemi, che potremmo chiamare di tipo rurale, a numero di canali molto basso.

Si noti che sono stati normalizzati i PCM a 12 ÷ 24 e più canali; un codificatore PCM, complicato e costoso, non è ben sfruttato se serve un numero di canali minore di 12. Per contro nel sistema delta ciascun camale ha il suo codificatore, e si potranno, caso per caso, installare tanti circuiti di codifica quanti ne servono. Ne deriva che per collegare frazioni molto piccole, casolari isolati, ecc. sistemi delta a basso numero di canali potranno essere preferiti al PCM.

Negli ultimi anni gli studi sul delta si sono indirizzati verso l'obiettivo di migliorare il rapporto segnale-disturbo a parità di banda occupata, rendendolo uguale od anche migliore di quello del PCM. Questo si ottiene anteponendo al circuito di codifica uno speciale compandor (bibl. 2). Si noti che in questo modo da un lato si migliora l'utilizzazione della linea, dall'altro si aumenta drasticamente la complessità dei circuiti terminali.

Un prototipo a 60 canali, basato su questo principio, è stato sperimentato in Francia dal marzo 1968 dalla Società T.R.T., ed un certo numero di dispositivi sono attualmente in corso di fabbricazione.

2. Principio di funzionamento.

Il principio di funzionamento di un modulatore delta è il seguente: il terminale trasmittente invia impulsi a cadenza fissa, il terminale ricevente incrementa o decrementa, a seconda della polarità dell'impulso ricevuto, la tensione di uscita di una quantità costante. In questo modo ciò che viene effettivamente inviato in linea è un elemento differenziale della funzione da trasmettere, e precisamente un incremento finito; da questo deriva il nome di modulazione delta.

Lo schema di principio è indicato in figura 1.

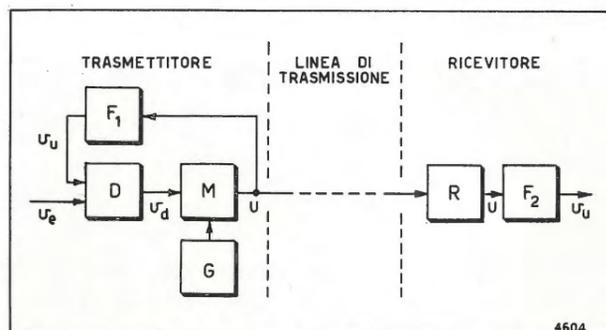



Fig. 1. — Schema di principio di un modemodulatore delta.

Il generatore di impulsi G invia impulsi con frequenza di ripetizione f_c al modulatore M; questo li trasferisce a valle così come sono o con polarità invertita a seconda del segno della tensione di uscita V_d dell'amplificatore differenziale D. Questo confronta la tensione di entrata V_e con la tensione di uscita V_u.

R è un rigeneratore che, a partire dall'impulso distorto dal rumore raccolto in linea, riproduce il segnale non distorto, uguale a quello presente alla uscita di M.

(*) Dott. ing. Vincenzo Lazzari del CSELT.
Dattiloscritto pervenuto il 15 aprile 1970.

I demodulatori F_1 ed F_2 sono costituiti da due reti con identica funzione di trasferimento. Nella prima versione di modulatore delta che è stato proposta (bibl. 3) F_1 ed F_2 generano scalini di tensione ad ogni impulso che ricevono; si tratta cioè di due integratori (fig. 2).

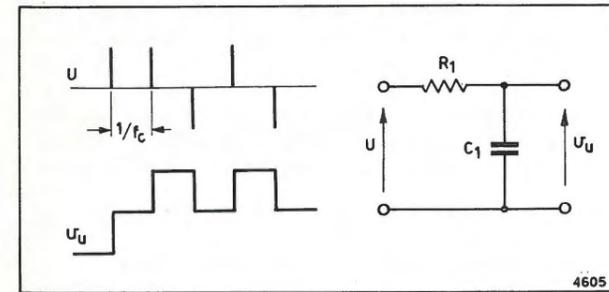



Fig. 2. — Schema di principio e forme d'onda all'entrata ed all'uscita dei demodulatori F_1 ed F_2.

Da quanto sopra risulta chiara una differenza rispetto al PCM: volendo costituire un multiplex occorrono un F_1 e un F_2 per canale ma questi dispositivi sono, dal punto di vista circuitale, molto semplici.

Il sistema è affetto da rumore di quantizzazione; perché funzioni occorre che sia: $V_d \neq 0$, ma $V_d = V_e - V_u$, cioè V_d è una tensione di rumore.

Si può avere un altro tipo di rumore, che viene detto di sovraccarico, e che si ha quando le variazioni di V_e sono così forti che F_1 ed F_2 non riescono a riprodurle (fig. 3).

Sia σ l'ampiezza dello scalino di tensione e v_e una tensione sinusoidale

$$v_e = V_e \operatorname{sen} \omega t \,, \tag{1}$$

$$\frac{dv_e}{dt} = V_e \omega \cos \omega t \,, \tag{2}$$

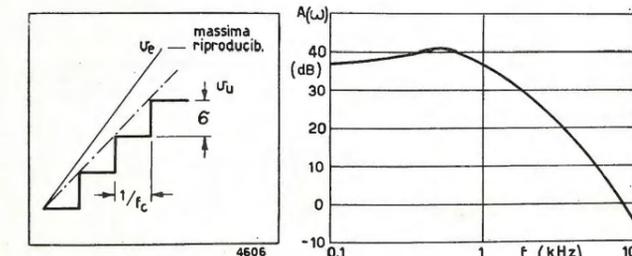
$$\left(\frac{dv_e}{dt}\right)_{max} = V_e \omega \,, \tag{3}$$

$$\Delta V = \frac{dV_e}{dt} \Delta t \,, \tag{4}$$

$$(\Delta V)_{max} = V_e \omega / f_c \quad \text{essendo } \Delta t = 1/f_c \,; \tag{6}$$

ΔV_{max} non può ovviamente superare σ e quindi il caso limite, oltre il quale si manifesta il rumore di sovraccarico, si ha quando:

$$\sigma = V_e \omega / f_c = 2 \pi V_e f / f_c \,. \tag{5}$$

Nei casi concreti la tensione V_e da trasmettere è un segnale fonico, cioè una somma di più frequenze; occorre perciò stabilire quale sia la frequenza pura che può meglio approssimare un segnale fonico. Secondo Beranek (bibl. 4):

$$\omega_a^2 = \frac{\int_0^{\omega_0} A(\omega)\, \omega^2 \, d\omega}{\int_0^{\omega_0} A(\omega)\, d\omega} \,, \tag{7}$$

dove $0 - \omega_0$ rappresenta la banda del segnale fonico, ed $A(\omega)$ il suo spettro; ω_a è quindi la frequenza baricentrica della potenza associata al segnale; tale potenza è concentrata prevalentemente nell'intorno di 800 Hz (fig. 4). Zetterberg (bibl. 5) riporta i seguenti valori:

$f_a = 1007$ per la banda 200-4000 Hz,

$f_a = 1045$ per la banda 100-8000 Hz.

Onde non avere rumore di sovraccarico si porrà dunque:

$$\sigma = 2 \pi V_0 \; f_a / f_c \quad \text{con } f_a \simeq 1000 \text{ Hz} \,. \tag{8}$$

3. Miglioramento del rapporto segnale-disturbo.

Quella indicata finora è solo una delle soluzioni possibili; si può dimostrare che una doppia integrazione in F_1 porta a un migliore rapporto segnale rumore di quantizzazione (fig. 5).

In questo modo v_u viene ricostruita con forme d'onda a rampa la cui pendenza viene variata ogni volta di una quantità costante.

Il demodulatore F_1 è inserito in una rete di reazione, e se la sua funzione di trasferimento ha due

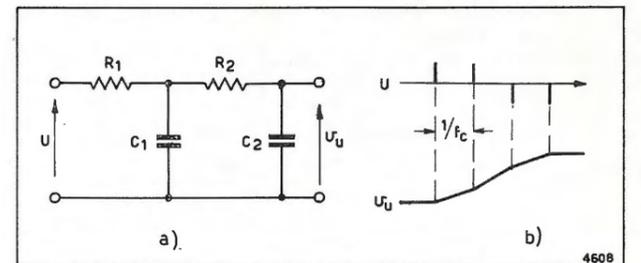



Fig. 5. — Schema di principio e forme d'onda all'entrata ed all'uscita di F_1 nel caso di doppia integrazione.

poli, può provocare inneschi; si noti che il valore dei poli di F_1 è, entro certi limiti, obbligato, perché, per una data ampiezza di banda, bisogna fare in modo che non ci sia rumore di sovraccarico.

Per evitare il rischio di inneschi si può ricorrere alla « predizione ». Si tratta di variare la pendenza di v_u considerando la differenza tra il valore di v_e all'istante del campionamento e il valore che v_u avrebbe al tempo τ dopo il campionamento se la sua pendenza non venisse variata (fig. 6).

$$v(t_c + \tau) = v(t_c) + \tau \left(\frac{dv}{dt}\right)_{t = t_c} \tag{9}$$

$$v_{c2} = q / c_2 \tag{10}$$

$$\frac{dv_{c2}}{dt} = \frac{1}{C_2} \frac{dq}{dt} = \frac{i}{C_2} \tag{11}$$

Fig. 3. — Andamento delle tensioni nel caso che si abbia rumore di sovraccarico.

Fig. 4. — Densità spettrale del segnale fonico secondo Beranek (bibl. 4).

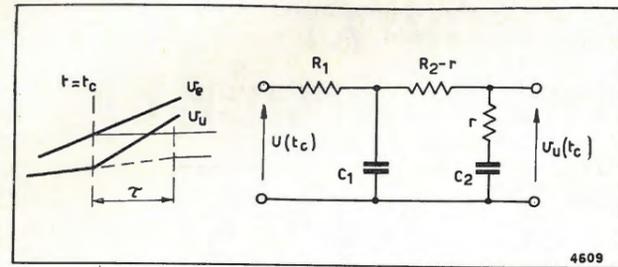



Fig. 6. — Illustrazione del funzionamento della predizione.

$$[12] \quad v_u(t_c) = v_{C2}(t_c) + r\, i = v_{C2}(t_c) + r\, C_2 \left(\frac{dv_{C2}}{dt}\right)_{t = t_c} .$$

Da quanto sopra deriva che se si pone $r\, C_2 = \tau$ allora $v_u(t_c) = v_{c2}(t_c + \tau)$. Tutto questo corrisponde al l'inserire uno zero in F_1 (fig. 7), sicché si può ottenere un sistema stabile.

L'uso della predizione richiede l'impiego di un F_2 diverso da F_1 (la doppia integrazione si effettua solo in F_1).

Resta da vedere quale sia il valore migliore di τ. In generale si può dire che un τ troppo grande tende a provocare un errore di quantizzazione grande, mentre un τ troppo piccolo tende a dare instabilità (τ piccolo significa $1/rC_2$ grande, cioè spostato molto a destra nella figura 7).

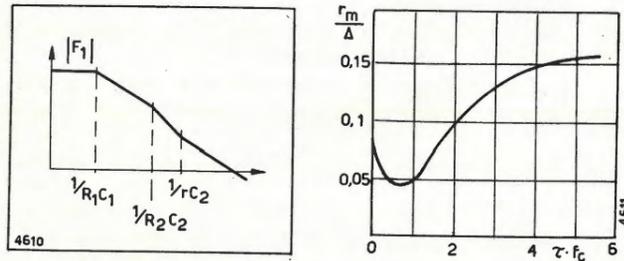



Fig. 7. — Andamento di F_1 quando si ha predizione.

Fig. 8. — Grafico per la determinazione del valore ottimo di τ (secondo De Jager); r_m = valore medio del rumore di quantizzazione, Δ = ampiezza del quanto.

Secondo De Jager si hanno i risultati di figura 8; per $\tau \cong 1/f_c$ si ha un minimo del rumore e il sistema è sicuramente stabile.

Supponiamo che non vi sia rumore di sovraccarico, ma solo di quantizzazione. La forma d'onda della tensione di rumore all'uscita di F_1 è indicata in figura 9; le varie parti la cui distanza è $> 1/f_o$ (f_o è il limite superiore della banda fonica) possono essere considerate quasi completamente non correlate, e quindi l'andamento dello spettro del rumore in banda fonica è circa piatto, simile a quello del rumore bianco.

Lo spettro del segnale all'uscita del terminale ricevente è $A(\omega)$; la condizione ottima è di avere un rapporto segnale-disturbo costante in tutta la banda; questo si ottiene se anche lo spettro del rumore è uguale ad $A(\omega)$. A questo riguardo la migliore approssimazione si ha quando F_2 è un integratore semplice.

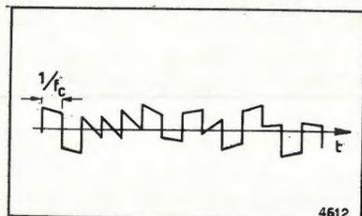



Fig. 9. — Andamento della tensione di rumore nel caso di integrazione doppia.

Di conseguenza F_1 ed F_2 sono diversi (l'uno è un integratore semplice, l'altro doppio); d'altra parte debbono ricostruire la stessa v_u, e quindi hanno funzioni di trasferimento identiche, almeno nella banda fonica (cioè per $f < f_o$).

La differenza che si ha nella tensione all'uscita di F_2 a seconda che in F_1 ci sia integrazione semplice o doppia è indicato in figura 10.

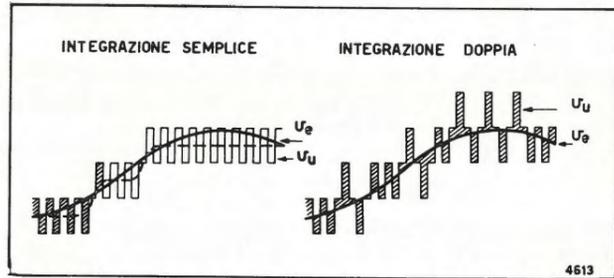



Fig. 10. — Andamento della tensione di uscita nel caso di integrazione semplice e di integrazione doppia con predizione.

L'area tratteggiata è una misura del rumore di quantizzazione; nel caso della doppia integrazione è maggiore, ma ha contorni molto più frastagliati e irregolari, il che significa che la potenza di rumore è complessivamente maggiore, ma concentrata verso le frequenze più alte, talché la potenza di rumore contenuta nella banda fonica è minore che nel caso dell'integrazione semplice.

4. Esame delle prestazioni del sistema.

Sia S la potenza associata al segnale, N la potenza del rumore contenuta nella banda fonica (F_2 è sempre seguito da un filtro passa-basso).

4.1) Nel caso di integrazione semplice, e nelle condizioni limite in cui non si ha rumore di sovraccarico risulta:

$$[13] \quad S = \frac{V_o^2}{2} = \sigma^2 \frac{f_c^2}{2\omega_a^2} = \sigma^2 \frac{f_c^2}{8\pi^2 f_a^2} .$$

Per quel che riguarda il rumore è intuitivo che N è proporzionale a σ^2; posto che lo spettro del rumore sia circa piatto a bassa frequenza, N è proporzionale a f_o, cioè all'ampiezza della banda passante, ed è inoltre proporzionale a $1/f_c$.

Cambiare f_c a parità di σ significa mantenere mediamente invariata la forma d'onda nella figura 9, ma variare la scala dei tempi. È come dire che la stessa energia di rumore viene attribuita a tempi diversi, per cui:

$$[14] \quad N = K\, \sigma^2 f_o / f_c ,$$

e quindi:

$$[15] \quad \frac{S}{N} = K_1 \frac{f_c^3}{f_o\, f_a^2} .$$

Quanto sopra vale se l'ampiezza di V_e è la massima consentita; se V_e cresce ulteriormente si ha anche rumore di sovraccarico, se V_e diminuisce, anche S diminuisce, mentre N rimane costante.

4.2) Nel caso di doppia integrazione vale ancora la [13], ma non la [14]. Per dimostrarlo si ricorre ai teoremi del valore iniziale e del valore finale.

Sia data una $f(t)$ con $F(s) = L\,[f(t)]$

$$\lim_{t \to 0} f(t) = \lim_{s \to \infty} s\, F(s) \qquad \lim_{t \to \infty} f(t) = \lim_{s \to 0} s\, F(s) .$$

Si applichino questi teoremi al blocco F_1 di figura 1, considerando, posto che la tensione u è costituita da una serie di impulsi, un impulso applicato all'istante $t = 0$. Si ottiene:

$$[16] \quad v_u(s) = F_1(s) \cdot u(s)$$

dove:

$$F_1(s) = \frac{1 + s\, r\, C_2}{(1 + s\, R_1\, C_1)\ (1 + s\, R_2\, C_2)}$$

$$u(s) = L[\delta(t)] = 1 ;$$

$$[17] \quad \lim_{t \to 0} v_u(t) = \lim_{s \to \infty} s\, v_u(s) = \frac{r}{C_1\, R_1\, R_2} = h ,$$

$$[18] \quad \lim_{t \to \infty} v_u(t) = \lim_{s \to 0} s\, v_u(s) = 0 .$$

La situazione è rappresentata in figura 11.

Si è già detto che dev'essere $\omega_2 \geqslant \omega_o$, in quanto nella banda passante F_1 dev'essere identico a F_2, che ha un polo soltanto; $\omega_3 = 1/\tau$, ma dalla figura 8 risulta che la condizione ottima è $1/\tau = \sim f_c$. Poniamo dunque $\omega_2 = \omega_o$; $\omega_3 = \sim \omega_c/2\pi$. È intuitivo che per il segnale (che ha frequenza $\leq f_o$) il quanto di tensione corrispondente al campionamento è uguale a σ, mentre per il rumore, la cui frequenza fondamentale è f_c, si può ritenere che l'ampiezza del quanto è data da h (v. fig. 11). Si ha allora:

$$[19] \quad N = K\, h^2 f_o / f_c$$

Dalla figura 11 si ottiene:

$$[20] \quad \frac{\sigma}{h} = \frac{f_c}{f}$$

per cui la [19] diventa:

$$[21] \quad N = K\, \sigma^2 \frac{f_o^3}{f_c^3}$$

e quindi:

$$[22] \quad \frac{S}{N} = K_2 \frac{f_c^5}{f_a^2 \cdot f_o^3} .$$

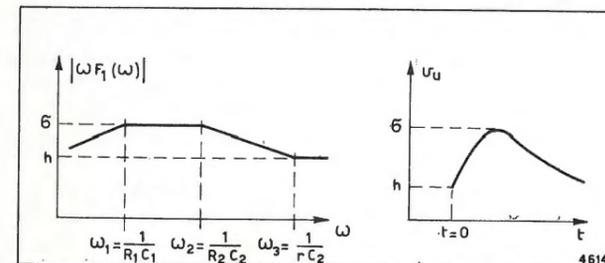



Fig. 11. — Andamento di $|\omega F_1(\omega)|$ nel caso di integrazione doppia con predizione.

De Jager (bibl. 3) ha calcolato i coefficienti K_1 e K_2 ottenendo $K_1 = 0{,}20$, $K_2 = 0{,}026$. I risultati che si ottengono con tali coefficienti dalle [15] e [22] sono riportati in figura 12.

Tra i vari autori che hanno eseguito prove sperimentali c'è un sostanziale accordo sul fatto che i risultati sperimentali sono 3 o 4 dB inferiori ai corrispondenti valori teorici (questi sono ad ogni modo leggermente inferiori a quelli di un PCM a parità di banda impiegata).

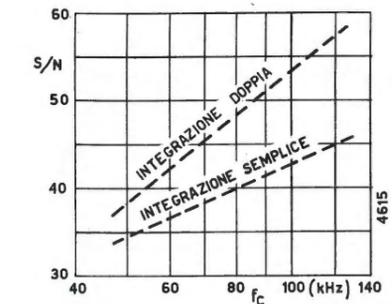



Fig. 12. — Risultati ottenuti con la modulazione delta da De Jager, calcolati con le formule [15] e [22].

Infine converrà mettere in evidenza due difetti della modulazione delta:

a) non trasmette le componenti continue della tensione d'entrata; invero $u = dv_c/dt$;

b) il rapporto segnale disturbo è funzione della frequenza del segnale (nelle formule [15] e [22] compare f_a).

(1191)

B I B L I O G R A F I A

1. LIBOIS L. J.: *Un nouveau procédé de modulation codée: la modulation en Δ.* « Echo de Recherches », Aprile 1951.

2. GREEFKES J. A.: *Continuous Delta modulation.* « Colloque de commutation électronique ». 1966 Parigi.

3. DE JAGER F.: *Delta modulation, a method of PCM transmission using the 1-unit code.* « Philips Research Report ». Luglio 1952.

4. BERANEK L. L.: *Acoustic measurements.* Wiley & Sons. 1949.

5. ZETTERBERG L. H.: *A comparison between Delta and Pulse Code Modulation.* « Ericsson Technics ». Febbraio 1955.

6. BOWERS: *What use is Delta modulation to the transmission engineer?* « Bell Telephone System ». Monograph 2852.

7. INOSE H., YASUDA Y., KAWAI Y., TAKAGI M.: *The subscriber-Line circuit and the signaling and tone system for an experimental Time Division Exchange Featuring Delta-Modulation Techniques.* « IRE Transaction on Communication System ». Dicembre 1962.

8. DAS J., SHARMA P. D.: *Some asynchronous pulse-modulation systems.* « Electronics ». Letters. Giugno 1967.

PROBLEMI DI SINCRONISMO E SEGNALAZIONE NEL PCM (PULSE CODE MODULATION)

AURO ARTOM (*)

SOMMARIO — Vengono esaminati alcuni aspetti del sincronismo e della segnalazione in reti telefoniche PCM. Il problema del sincronismo è analizzato nel caso di sistemi punto a punto ed in reti integrate, con particolare riferimento, in queste ultime, alle operazioni da effettuare nelle centrali operanti con fasci asincroni. Al problema della segnalazione viene dato un cenno con particolare riferimento ai nuovi sistemi Multiplex PCM a 32 canali.

1. Introduzione.

In un sistema di telecomunicazioni a divisione di tempo il problema del sincronismo è di importanza assai rilevante, minore nel caso di un sistema punto a punto senza commutazioni intermedie, maggiore in una rete integrata.

Nel primo caso i due terminali debbono essere sincroni e cioè l'orologio, che determina la frequenza di cifra, del terminale trasmittente deve essere in qualche modo riportato al terminale ricevente affinché questo possa riconoscere i bit informativi in arrivo il cui ritmo è dato dall'orologio del terminale trasmittente. Si tratta quindi nel caso del PCM di sincronizzare la frequenza dell'orologio del terminale ricevente a quella del terminale trasmittente.

Inoltre il terminale ricevente deve riconoscere l'inizio della trama per poter identificare i vari canali. Questa operazione viene chiamata allineamento di trama.

Nel secondo caso (reti integrate) per poter effettuare operazioni di commutazione è necessario che i segnali numerici, nei nodi della rete dove avviene la commutazione, siano opportunamente allineati.

2. Il sincronismo in un sistema punto a punto.

Il sincronismo di bit, cioè la frequenza di cifra, viene normalmente ottenuto presso il terminale ricevente, mediante un filtro che estrae, dallo spettro del segnale PCM raddrizzato, la componente a frequenza di cifra.

In figura 1 è riportato l'andamento dello spettro del segnale con impulsi bipolari al 50 % [1] quale è normalmente trasmesso in linea, e con impulsi unipolari al 50 % ottenuti dai primi per raddrizzamento. In quest'ultimo caso si vede come esiste una componente alla frequenza di cifra f_B estraibile con un filtro.

L'allineamento di trama viene ottenuto mediante un bit aggiuntivo (193° bit in alcuni sistemi a 24 canali), oppure con un intero intervallo di tempo della trama riservato a tale scopo (sistema PCM a 32 canali normalizzato dal Comitato Europeo Poste e Telecomunicazioni (CEPT) chiamato « parola di allineamento trama ».

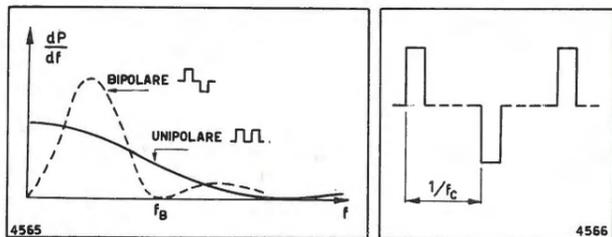



Fig. 1. — Spettro della densità di potenza di impulsi casuali bipolari e unipolari al 50 %.

Fig. 2. — Sequenza dei bit di sincronismo.

Per ottenere l'allineamento di trama ogni ciclo di campionamento inizia con un carattere (di uno o più bit) di riconoscimento, la cui frequenza di ripetizione è la frequenza di campionamento a cui è asservito il terminale trasmittente. La scelta di tale carattere viene fatta sulla base di due criteri; da un lato la semplicità dei circuiti necessari per riconoscerlo, dall'altro la facilità e rapidità con cui il terminale ricevente riprende il sincronismo dopo averlo perso (o dopo che, erroneamente, ha incominciato ad agire come se lo avesse perso perché il carattere di riconoscimento è stato alterato da disturbi raccolti in linea).

Bisogna prima di tutto distinguere tra il mantenimento del sincronismo ad azione diretta e ad azione indiretta. Nel primo caso il carattere di riconoscimento viene controllato su di un solo ciclo; è un metodo che consente una ricerca molto rapida, ma in cui ogni errore nel carattere, dovuto a disturbi raccolti in linea, dà luogo alla perdita del sincronismo. Nel secondo caso il controllo è esteso ai caratteri di più cicli consecutivi, ed il sincronismo si ritiene perso solo quando il numero di errori riscontrati supera un prefissato livello; è un metodo lento, ma con molta maggior immunità ai disturbi, ed è quello generalmente usato.

Se si adotta questo secondo metodo la soluzione più semplice è di trasmettere, come segnale di sincronismo una sequenza di bit, alternativamente « uno » e « zero » (uno per ciclo).

In questo modo non c'è possibilità di errore; una tale sequenza (fig. 2) non può esistere in alcun'altra posizione del ciclo di campionamento, perché se ci fosse il corrispondente segnale fonico avrebbe una componente a frequenza $f_c/2$ (f_c = frequenza di campionamento), e questa frequenza è eliminata dai filtri di canale in trasmissione. In un tipo di PCM a 24 canali un ciclo è composto da 24 canali, ciascuno dei quali ha 8 bit, più un bit di sincronismo, in totale 193 bit in un tempo di 125 μ sec (f_c = 8 kHz).

Il metodo di controllo usato è il seguente: in condizioni di normale funzionamento si prendono in esame cinque impulsi consecutivi, e si riconosce la perdita del sincronismo quando gli errori rispetto alla legge delle alternanze sono più di 1.

Per riconoscere la perdita del sincronismo è perciò necessario un tempo pari a 4 cicli, cioè 0,5 msec.

A questo punto il sistema passa nella fase di ricerca del sincronismo, cioè passa a considerare il bit nella posizione adiacente a quello considerato prima: se il bit in arrivo non rispetta la legge delle alternanze passa a considerare la posizione successiva, altrimenti aspetta fino a che non rileva un errore. Se dopo 4 cicli non vi sono stati errori il sincronismo si intende ripristinato.

Il massimo tempo necessario per il ripristino del sincronismo t_{max} si ha perciò quando tutti i 192 bit devono venire esaminati ed occorrono 4 cicli per bit.

$$t_{max} = 125\,\mu\,\text{sec} \cdot 192\ \text{bit} \cdot 4\ \text{cicli} = 96\ \text{msec}.$$

Questo è un caso teorico; in realtà semplici considerazioni di calcolo delle probabilità dicono che mediamente per metà dei bit la legge delle alternanze non sarà rispettata già al primo ciclo, e quindi il valore effettivo del tempo massimo di ripristino è molto minore.

Durante tale tempo di ripristino si ha una perdita di informazione; per le tradizionali applicazioni telefoniche questo è tollerabile, ma per applicazioni particolari, come per trasmissione dati, può non esserlo.

Un altro modo di ottenere l'allineamento di trama è quello di usare un carattere di sincronismo, per esempio di 8 bit (come nel PCM normalizzato in sede CEPT).

Se il terminale ricevente possiede un registro a scorrimento con 8 posizioni, si può, facendovi transitare in successione tutte le sequenze di impulsi a 8 a 8 in arrivo dalla linea, ritrovare il sincronismo in un tempo pari a 1 ciclo.

3. Il sincronismo in reti integrate.

Il problema fondamentale consiste, come si è detto, nell'allineamento, nei nodi della rete dove i segnali numerici sono in transito, dei gruppi PCM. Tale allineamento viene eseguito mediante due operazioni:

1. *sincronizzazione* cioè l'operazione che eseguita su segnali numerici emessi da multiplex distinti rende uguali le rispettive frequenze di cifra;
2. *rifasamento* cioè l'operazione che rende uguali (a meno di multipli interi di 2 π) le rispettive fasi (di cifra e di trama).

Tre sono i principali sistemi di allineamento che definiscono altrettante strutture di rete.

a) *Sistema sincrono.* Tale metodo è caratterizzato dal fatto che una centrale principale (disposta in zona baricentrica) appartenente ad una certa rete, possiede un generatore di segnali funzionante ad una frequenza determinata. Tale orologio, detto anche « master », scandisce la sequenza per la sincronizzazione delle informazioni numeriche, per la messa in fase di queste ultime e per le operazioni di commutazione da eseguire nella suddetta centrale. A tale master centralizzato sono asserviti tutti i generatori locali delle altre centrali che appartengono alla rete. Essi funzionano perciò alla stessa frequenza del master (fig. 3).

b) *Sistema quasi sincrono.* In tale sistema tutti gli oscillatori appartenenti alle rispettive centrali di una rete risultano equivalenti fra di loro e mutuamente asserviti mediante dispositivi di controllo automatico delle fasi o delle frequenze (figure 4, 5).

c) *Sistema asincrono.* In questo metodo ciascuna centrale ha un orologio proprio (fig. 6). Questo ha una

Fig. 3. — Sistema sincrono (rete a stella). — Fig. 4. — Sistema quasi sincrono con controllo automatico delle fasi. Fig. 5. — Sistema quasi sincrono con controllo automatico delle frequenze. — Fig. 6. — Sistema asincrono.

(*) Dott. ing. Auro Artom del CSELT - Centro Studi e Laboratori Telecomunicazioni del Gruppo STET. Dattiloscritto pervenuto il 7 aprile 1970.

(1) Gli impulsi unipolari o bipolari si dicono al 50 % (o in generale all'x %) quando occupano il 50 % ($l'x$ %) del tempo assegnato al bit.

Fig. 7. — Schema a blocchi del gruppo di sincronismo.

sua frequenza nominale di funzionamento con una certa tolleranza. Durante le operazioni di commutazione, possono manifestarsi errori (perdita o raddoppio dell'informazione a seconda che l'orologio della centrale di commutazione sia rispettivamente più lento o più veloce di quello della centrale da cui proviene l'informazione). La frequenza di tali errori è proporzionale alla differenza delle frequenze dei due orologi.

Se la tolleranza di frequenza degli oscillatori è dell'ordine di 10^{-6} si può riscontrare un errore, circa, ogni minuto. Nel caso di trasmissione di informazioni vocali tale frequenza di errore è del tutto accettabile mentre per trasmissione di dati ad alta velocità > 48 kbit/sec è necessario ricorrere a tolleranze più severe degli oscillatori o ad altri sistemi.

4. Operazioni di sincronismo da effettuare in una centrale PCM inserita in una rete asincroma.

In una centrale di commutazione PCM tutte le operazioni di commutazione spazio-temporale vengono effettuate mediante il generatore di tempi base della centrale, il quale dà anche la frequenza di cifra ai fasci uscenti (intesi nel senso da trasmissione della voce).

I fasci entranti (in una rete asincrona) hanno invece frequenza diversa fra di loro e nei confronti dei fasci uscenti. Generalmente i fasci entranti fanno capo ad una memoria M dalla quale i singoli canali vengono prelevati ad un tempo diverso da quello di scrittura (commutazione temporale).

Le operazioni di scrittura devono però essere sincronizzate con l'orologio di centrale per evitare sovrapposizioni con la lettura.

A ciò provvede un opportuno gruppo di sincronismo che viene descritto in seguito. Si fa riferimento a fasci PCM normalizzati in sede CEPT a 32 canali di 8 bit con 30 canali fonici, uno di segnalazione ed uno di sincronismo. Questi ultimi sono il n. 16 ed il n. 0 rispettivamente. Inoltre si suppone che in un intervallo di tempo della trama vi siano 8 tempi elementari di bit ($t_1 \div t_8$ per i canali entranti, $\varphi_0 \div \varphi_7$ per l'orologio di centrale). In φ_0 vengono effettuate le operazioni di scrittura ed in $\varphi_1 \div \varphi_7$ quelle di lettura delle memorie ([1]).

Così facendo la scrittura è sincronizzata con l'orologio di centrale. In figura 7 è riportato lo schema a blocchi del gruppo di sincronismo.

Il modem (modulatore-demodulatore) di un gruppo PCM invia gli impulsi di canale in modo seriale ai registri A_d e A_p nei tempi di canale τ_d e τ_p, rispettivamente τ_d per i canali dispari $\tau_1, \tau_3 \ldots\ldots \tau_{31}$ e τ_p per i canali pari $\tau_2 \, \tau_4 \ldots\ldots \tau_{30}$.

Il registro B funge da elemento sincronizzatore fra orologio di gruppo e orologio di centrale, infatti viene scritto in uno degli 8 tempi $t_1 \div t_8$ di canale e letto sempre al tempo φ_0 di centrale.

Evidentemente è necessario che le operazioni di scrittura e lettura non coincidano mai per evitare errori. A ciò provvede un contatore $\times$ 8 che viene attivato in τ_0 da φ_0 e conta fino alla fine di τ_0 il numero di impulsi t che si presentano (fig. 8) in tale intervallo di tempo e quindi determina la posizione di φ_0 in τ_0.

In τ_1 il risultato del conteggio viene trasferito alla memoria tampone D (fig. 7) la quale attiverà una delle otto porte $F_1 \div F_8$ e quindi un tempo t_x — degli 8

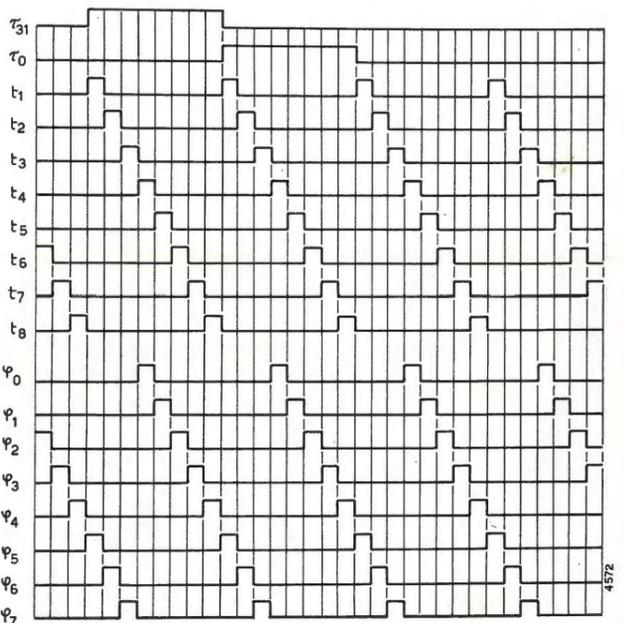



Fig. 8. — Diagramma dei tempi con coincidenza di φ_0 e t_4.

tempi $t_1 \div t_8$ — dato dalla Tab. 1 in modo da differire da φ_0 di 4 tempi elementari. Questo tempo in « and » con τ_p o τ_d determinerà il trasferimento verso B di A_d o A_p. La successiva lettura di B avviene al tempo φ_0 che, per quanto detto, non coinciderà mai con t_x.

Nell'esempio riportato in figura 8 si vede che il contatore C conterà quattro impulsi t_5, t_6, t_7 e t_8 durante il tempo τ_0. Il contenuto di C verrà poi trasferito in D al tempo $\tau_1 \cdot t_6$ e quindi dal tempo τ_2 in poi verrà attivato il trasferimento dai registri $A_{d,p}$ al registro B nel tempo $t_x = t_1$.

La corrispondenza tra tempi di trasferimento e risultato del conteggio in C è il seguente (tab. 1):

([1]) φ_0, $\varphi_1 \div \varphi_7$ sono tempi dell'orologio di centrale. L'operazione di sincronismo consiste quindi nel riuscire a trattare le parole da 8 bit (canali fonici) mediante l'orologio di centrale (unico per tutti i gruppi), la cui frequenza può essere diversa da quella dei vari fasci entranti, senza perdere informazioni.

TABELLA I

Si suppone per semplicità che le fasi dei tempi t coincidano con quelle dei tempi φ.

C	φ_0	tx
1	t_8	t_4
2	t_7	t_3
3	t_6	t_2
4	t_5	t_1
5	t_4	t_8
6	t_3	t_7
7	t_2	t_6
8	t_1	t_5

Per il trasferimento in φ_0 di B nelle varie posizioni sequenziali di M vi è un contatore Q che avanza di un'unità ad ogni φ_7 e quindi al φ_0 successivo indirizza un canale successivo.

Durante l'intervallo di tempo (τ_1) la memoria tampone D cambia eventualmente il suo assetto, ma in tale intervallo di tempo verrebbe trasferito al registro B l'informazione relativa al canale 0 che non deve essere riportata nella memoria M.

L'eventuale scorrimento relativo dei tempi di gruppo PCM e di centrale si traduce in una variazione di conteggio di C e quindi di tempo t_x. Con la procedura adottata però quest'ultimo non coincide mai con φ_0 ed inoltre grazie all'esistenza del canale 0 che non deve essere trasferito in memoria è possibile adeguare la quantità di informazione che arriva al registro B con il ritmo del gruppo PCM a quella che ne esce con il ritmo della centrale senza perdite o raddoppi che si tradurrebbero in errori.

Tali errori, se non vi fosse il canale 0 si manifesterebbero al cambiamento di t_x da t_1 a t_8 o da t_8 a t_1 con raddoppio o perdita di informazione rispettivamente per orologio di centrale più veloce o più lento nei confronti dell'orologio di gruppo.

La figura 9 rende evidente come, nel caso di orologio di centrale più lento, avviene il recupero di un tempo φ_0 nella transizione $t_8 \div t_1$ e come nel caso in cui il canale 0 non vi fosse si avrebbe perdita di informazione. Infatti il canale 30 viene trasferito da A a B in $\tau_{31} \cdot t_8$ se $t_x = t_8$ e da B in M nel tempo φ_0 successivo (contatore Q in posizione 30). Così il canale 31 viene trasferito da B in M in $Q_{31} \cdot \varphi_0$. Se ora per effetto del conteggio di C in τ_0, t_x passa da t_8 a t_1, il canale corrispondente al tempo τ_1 viene prelevato da A in $\tau_2 \cdot t_1$ e nel φ_0 successivo da B. Il contatore Q sarà allora in posizione Q_1 saltando Q_0 che non interessa. Il canale 0 verrebbe perduto ed il canale 1 come tutti quelli che lo seguono vengono ora prelevati da B con un intervallo di tempo di anticipo rispetto alla trama precedente.

Come si è visto, il trasferimento nella memoria M avviene senza errori al ritmo della centrale grazie alla presenza del canale 0.

Il trasferimento dalla memoria M ai fasci uscenti (commutazione spaziale) non può invece avvenire sempre senza errori quando le frequenze degli orologi di gruppo e di centrale sono differenti.

Infatti se il flusso con cui arrivano i dati (caricamento di M) è maggiore di quello con cui ne escono si ha ogni tanto una perdita di informazione. Viceversa quando il flusso di arrivo dei dati è minore si ha un raddoppio di informazione.

Un esempio (fig. 10) può chiarire le modalità con cui gli errori si presentano. Se un canale in una certa trama viene scritto in M ad esempio in $\varphi_0 \cdot \tau'_{i+2}$ e letto in $\varphi_m \cdot \tau_i'$ e se l'orologio di centrale rallenta rispetto a quello del gruppo cui appartiene il canale, questo in una delle trame successive verrà scritto in τ'_{i+1} e poi in τ'_i. È chiaro che nel passaggio da τ'_{i+1} a τ'_i si ha la perdita di una informazione, infatti l'informazione scritta in $\varphi_0 \cdot \tau'_{i+1}$ non verrà letta e sarà perduta perché nel tempo di lettura costante $\varphi_m \cdot \tau'_i$ successivo a $\varphi_0 \cdot \tau'_{i+1}$ verrà letta l'informazione scritta in $\varphi_0 \cdot \tau'_i$.

È possibile conoscendo la deriva di frequenza relativa fra i due orologi valutare il tempo minimo fra due errori consecutivi.

Poiché l'errore si manifesterebbe ad ogni scorrimento completo di una trama pari a $32 \times 8 = 256$ bit si può valutare il tempo minimo di errore T_c.

Se f è la frequenza assoluta di riferimento, la deviazione di frequenza degli orologi nei confronti di f è Δf, f_1 è la frequenza di centrale, f_2 quella di un gruppo ed n è il numero di periodi elementari θ di orologio per cui si ottiene la differenza relativa di un periodo si ha:

$$\frac{n}{f_1} = \frac{n \pm 1}{f_2} \quad [1]$$

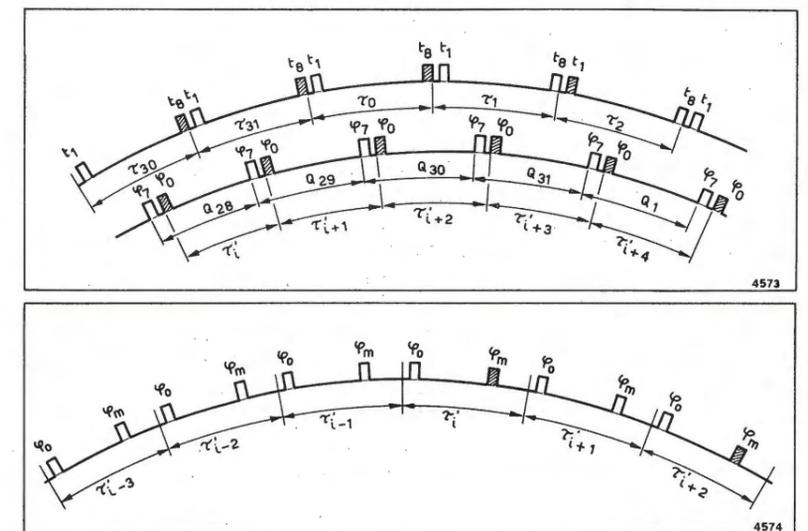



Fig. 9. — Scorrimento fra orologi di centrale e di gruppo PCM. Scambio di t_x da t_8 a t_1: τ_i = tempo di canale PCM entrante; τ'_i = tempo di canale PCM uscente (orologio di centrale); Q_i = assetto del contatore Q. Fig. 10. — Errore in lettura per scorrimento degli orologi.

Ponendo $f_1 = f - \Delta f$ e $f_2 = f + \Delta f$ si ottiene dalla [1]

$$n\,(f + \Delta f) = (n + 1)\,(f - \Delta f)\,; \qquad [2]$$

$$n = \frac{f_1}{2\Delta f}\,. \qquad [3]$$

Se $\frac{\Delta f}{f_1} = 10^{-6}$ e θ (tempo di bit) $= \frac{125 \cdot 10^{-6}}{32 \cdot 8}$ sec. poiché, come s'è detto, una trama si compone di 256 bit si ha:

$$T_e = 256\; n\theta = 62{,}5 \text{ sec.}$$

5. Cenni sui problemi di segnalazione nel PCM.

In questo paragrafo viene dato un cenno alla segnalazione come viene effettuata in alcuni sistemi PCM a 24 canali e come è stata definita in sede italiana per il multiplex a 32 canali.

Nel caso dei sistemi PCM a 24 canali ad ogni canale vengono assegnati 7 bit per la codificazione della fonia ed 1 bit per la segnalazione. In questo modo ad ogni canale telefonico viene assegnata per la segnalazione una banda di 8 kbit/sec che appare del tutto esuberante.

L'ottavo bit del canale può essere utilizzato in vario modo a seconda che si adotti un tipo di segnalazione (bibl. 3):

a) ad un criterio fisso; *b*) ciclico; *c*) start-stop; *d*) codificato in banda.

In *a*) l'ottavo bit assume i valori « 0 » o « 1 ».

In *b*) il codice di segnalazione è costituito da *n* elementi binari che si ripetono ogni n trame per cui si possono ottenere *n* + 1 segnali la cui rivelazione può avvenire a partire da un elemento qualsiasi della sequenza; per n = 3 i segnali a disposizione sono i seguenti: « 111111 », « 000000 », « 110110 », « 001001 ».

In *c*) l'ottavo bit in assenza di segnalazione è « 0 »; un « 1 » costituisce lo start cui seguono n bit informativi per cui si hanno 2^n codici possibili.

In *d*) l'ottavo bit in assenza di segnalazione è « 0 »; quando vale « 1 » significa che i 7 bit del canale associato si riferiscono ad una segnalazione, sono possibili 2^7 codici diversi.

Nel caso di sistemi PCM a 32 canali (30 per la fonia, 1 per il sincronismo, 1 per la segnalazione) la segnalazione è dissociata dal canale fonico e vi è un canale, di 8 bit per trama, adibito esclusivamente alla segnalazione. La banda di segnalazione riportata ad un canale vale 64/30 kbit/sec ≅ 2,1 kbit/sec.

Nel caso di multiplex normalizzato in sede italiana a 32 canali, poiché alcuni bit del 16° intervallo di tempo della trama non vengono utilizzati per la segnalazione in realtà ogni canale ha a disposizione una banda di 1,5 kbit/sec divisa in due canali, uno veloce 1 kbit/sec e uno lento 0,5 kbit/sec.

Nella tabella 2 si riporta il significato dei bit nel canale sedicesimo come normalizzato in sede italiana. Questo tipo di segnalazione richiede una pluralità di trame e quindi una parola di allineamento di multitrama per l'identificazione corretta della sequenza di trame.

TABELLA II
Configurazione del sedicesimo intervallo di tempo della trama nel multiplex a 32 canali.

bit trame	a D1	b D2	c D3	d D4	a D5	b D6	c D7	d D8
1	A1	B1	A8	1	A17	B17	A24	1
2	A2	B2	A9	1	A18	B18	A25	1
3	A3	B3	A10	1	A19	B19	A26	1
4	A4	B4	A11	1	A20	B20	A27	1
5	A5	B5	A12	1	A21	B21	A28	1
6	A6	B6	A13	1	A22	B22	A29	1
7	A7	B7	A14	1	A23	B23	A30	1
8	A8	B8	A15	1	A24	B24	A31	1
9	A9	B9	A1	1	A25	B25	A17	1
10	A10	B10	A2	1	A26	B26	A18	1
11	A11	B11	A3	1	A27	B27	A19	1
12	A12	B12	A4	1	A28	B28	A20	1
13	A13	B13	A5	1	A29	B29	A21	1
14	A14	B14	A6	1	A30	B30	A22	1
15	A15	B15	A7	1	A31	B31	A23	1
0	0	0	0	0	1	X	X	1

A = Criterio veloce   B = Criterio lento   X = Bit liberi

6. Conclusione.

Dall'esame dei paragrafi precedenti risulta come, in reti che operano con fasci di tipo PCM, i problemi di sincronismo e segnalazione assumano un'importanza considerevole. In particolare nelle reti integrate e quando intervengono operazioni di commutazione a divisione di tempo la scelta di un sistema di sincronismo e di segnalazione deve essere fatta alla luce di molti fattori.

(1189)

BIBLIOGRAFIA

1. MORNET: *Application of pulse code modulation to an integrated telephone network*: part I. « Electrical communication », vol. 38, n. 1, 1963, p. 23÷31.
2. DUMOUSSEAU: *Integrated PCM network*. « IEEE Transaction on communication and electronics », Marzo 1964, p. 158÷162.
3. TREVES S.R.: *Evoluzione, sviluppi, prospettive della tecnica numerica nelle telecomunicazioni*. Relazione generale per il sottetema « Tecniche Numeriche ». XIV Congresso scientifico internazionale per l'elettronica. Roma 1967.
4. BRUGIA: *Origini, sviluppo e stato attuale della tecnica dei sistemi telefonici integrati*. « NRN ». Settembre-ottobre 1968.
5. YAMATO: *Equational timing in an integrated PCM telephone net work*. « Review of the Electrical Communication Laboratory ». Vol 16, n. 5-6, 1968, p. 444÷466.
6. RUNYON J.P.: *Reciprocal timing of time division switching centers*. U.S. Patent Office 3.050.586. Agosto 1962.
7. PALADIN G., BALDIN P.: *Multiplazione e demultiplazione di segnali PCM*. « Telecomunicazioni », n. 24, 1966-1967, pag. 21 ÷ 28.
8. ARTOM A., CALVANI R.: *Problemi di sincronismo in reti a divisione di tempo*. « XVII Convegno Internazionale delle Comunicazioni ». Genova 8-12 ottobre 1969.

PROGRAMMA PER L'ANALISI DI RETI DESCRITTE MEDIANTE LA MATRICE DI DIFFUSIONE *

DOMENICO BIEY (**)

SOMMARIO — Viene descritto un programma per elaboratore elettronico che permette l'analisi di reti elettriche formate da componenti passivi ed attivi definiti mediante la matrice di diffusione S, che si presume nota per un certo numero di valori di frequenza.

1. Introduzione.

Il programma oggetto di questa nota è stato elaborato nel corso delle ricerche che attualmente si stanno conducendo presso l'Istituto di Elettronica del Politecnico di Torino nel campo degli amplificatori a larga banda per iperfrequenze.

In particolare può essere impiegato sia nell'analisi di circuiti in cui si usino transistori caratterizzati dai parametri di diffusione, come normalmente avviene per frequenze superiori ai 100 MHz (bibl. 1, 2, 3), sia per trovare soluzioni ottimali di problemi che possono presentarsi ad esempio nel progetto di amplificatori allo stato solido per iperfrequenze.

Data una certa rete, comprendente elementi passivi ed attivi e determinata, per via teorica od attraverso misure, la matrice di diffusione (bibl. 3, 4) di ogni singolo componente per le frequenze richieste, tale programma permette di calcolare rapidamente la matrice di diffusione dell'intera rete. Il procedimento messo in atto prevede l'impiego di componenti con un numero massimo di quattro bocche [1] e la struttura finale può avere un numero massimo di diciotto bocche. Tali limiti possono essere facilmente estesi con lievi modifiche del programma. Durante lo svolgimento del programma principale, la eventuale presenza di una linea tra i componenti richiama un sottoprogramma che ne calcola la matrice di diffusione sia nel caso di impedenza caratteristica costante, sia nel caso di impedenza caratteristica variabile con legge esponenziale.

In figura 1*a* sono rappresentati i due componenti C′ e C″ caratterizzati rispettivamente dalle matrici *S*′ ed *S*″. In relazione all'ordine con cui si sono considerate le bocche per scrivere tali matrici, ciascuna bocca è contrassegnata con un numero crescente da 1 fino ad *N* nel caso di un *N*-bocche, da 1 fino a 3 nel caso in esame.

Si supponga ora di volere connettere, ad esempio, le bocche 2 e 3 di C′ rispettivamente con le bocche 2 e 1 di C″. Chi si accinge a questa operazione intende realizzare la struttura di figura 2*b*.

Al fine di un corretto impiego del programma è necessario, come apparirà più intuitivo in avanti, numerare progressivamente le bocche di C′ e C″ con numeri crescenti, in questo caso da 1 a 6, in modo che la nuova numerazione rispetti per ogni componente l'ordine con cui sono state scritte le matrici che lo definiscono. Basta, a tal fine, nel passare da un componente in cui si è numerato con *N* l'ultima sua bocca, segnare con *N* + 1, *N* + 2, ... le bocche 1, 2,... del successivo componente che si vuole connettere con esso. In figura 1*b* i numeri entro un cer-

Fig. 1. — Connessione di due componenti a tre bocche: a) ccmponenti da connettere e relativa numerazione delle bocche; b) componenti con la numerazione delle bocche predisposta per la connessione.

Fig. 2. — Realizzazione della connessione: a) primo passo: connessione bocche 2 e 5; b) secondo passo: connessione bocche 3 e 4.

2. Premessa teorica.

L'uso della matrice di diffusione è un mezzo assai valido nell'analisi di reti complesse. Tale validità risulta ancora più accentuata quando si interpreti in modo opportuno la relazione matriciale che intercorre tra le onde riflesse e le onde incidenti alle varie bocche dei due componenti che si interconnettono (bibl. 4).

Un semplice esempio permetterà di esporre con maggiore chiarezza le operazioni eseguite dal calcolatore secondo il presente programma.

(*) Lavoro eseguito con il contributo del C.N.R. nel quadro della ricerca « Circuiti attivi allo stato solido per iperfrequenze ».

(**) Dott. ing. Domenico Biey, Istituto di Elettronica e Telecomunicazioni del Politecnico di Torino. Dattiloscritto pervenuto il 15 giugno 1970.

(1) Con il termine di « bocca » (equivalente del vocabolo inglese « port ») nelle reti a parametri concentrati si indica la coppia di morsetti a cui si connette o un generatore o un utilizzatore. Secondo questa nomenclatura « doppio bipolo » è sinonimo di « componente di rete a due bocche ». Nel campo delle iperfrequenze « bocca » è generalmente quella sezione della struttura da cui si può iniettare o prelevare energia secondo un solo modo. Una struttura per microonde, cui si accede mediante due guide d'onda cilindriche, eccitate in modo da consentire il trasferimento di energia secondo un solo modo, è una « struttura a due bocche ». Una definizione più completa si trova nella bibliografia 4.

chietto rappresentano la numerazione delle bocche dei componenti C′ e C″ secondo questa convenzione.

Con la nuova numerazione adottata, la connessione precedentemente descritta tra i due componenti viene ora indicata dicendo che si vuole connettere la bocca 5 con la 2 e la 4 con la 3.

In linea teorica la connessione tra le due bocche dei componenti può essere fatta simultaneamente oppure sequenzialmente. Nella stesura del programma si è preferito questo secondo modo (fig. 2*a* e 2*b*), che ha il vantaggio di richiedere calcoli più semplici.

Dette a_i e b_i l'onda incidente e l'onda riflessa alla porta i, si può scrivere il seguente sistema:

[1]

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \\ b_5 \\ b_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}' & S_{12}' & S_{13}' & 0 & 0 & 0 \\ S_{21}' & S_{22}' & S_{23}' & 0 & 0 & 0 \\ S_{31} & S_{32}'' & S_{33}' & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S_{11}'' & S_{12}'' & S_{13}'' \\ 0 & 0 & 0 & S_{21}'' & S_{22}'' & S_{23}'' \\ 0 & 0 & 0 & S_{31}'' & S_{32}'' & S_{33}'' \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_5 \\ a_6 \end{bmatrix}$$

Tale scrittura, attraverso la corrispondenza tra le posizioni dei vari parametri nelle matrici e le onde incidenti e riflesse alle varie bocche, giustifica la regola precedentemente seguita nella loro numerazione.

Supponiamo allora che si debba eseguire per prima la connessione tra la bocca 2 e la bocca 5; deve essere, in questo caso:

[2] $$a_5 = b_2 \quad \text{e} \quad a_2 = b_5$$

Tenendo presente queste condizioni la [1] diventa:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ 0 \\ b_3 \\ b_4 \\ 0 \\ b_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}' & S_{12}' & S_{13}' & 0 & 0 & 0 \\ S_{21}' & S_{22}' & S_{23}' & 0 & -1 & 0 \\ S_{31}' & S_{32}' & S_{33}' & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S_{11}'' & S_{12}'' & S_{13}'' \\ 0 & -1 & 0 & S_{21}'' & S_{22}'' & S_{23}'' \\ 0 & 0 & 0 & S_{31}'' & S_{32}'' & S_{33}'' \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_5 \\ a_6 \end{bmatrix}$$

o anche:

$$\left[\begin{array}{c} b_1 \\ b_3 \\ b_4 \\ b_6 \\ \hline 0 \\ 0 \end{array}\right] = \left[\begin{array}{cccc|cc} S_{11}' & S_{13}' & 0 & 0 & S_{12}' & 0 \\ S_{31}' & S_{33}' & 0 & 0 & S_{32}' & 0 \\ 0 & 0 & S_{11}'' & S_{13}'' & 0 & 0_{12}'' \\ 0 & 0 & S_{31}'' & S_{33}'' & 0 & S_{32}'' \\ \hline S_{21}' & S_{23}' & 0 & 0 & S_{22}' & -1 \\ 0 & 0 & S_{21}'' & S_{23}'' & -1 & S_{22}'' \end{array}\right] \times \left[\begin{array}{c} a_1 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_6 \\ \hline a_2 \\ a_5 \end{array}\right]$$

da cui segue:

[3]

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_3 \\ b_4 \\ b_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}' & S_{13}' & 0 & 0 \\ S_{31}' & S_{33}' & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_{11}'' & S_{13}'' \\ 0 & 0 & S_{31}'' & S_{33}'' \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_1 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_{12}' & 0 \\ S_{32}' & 0 \\ 0 & S_{12}'' \\ 0 & S_{32}'' \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_2 \\ a_5 \end{bmatrix},$$

[4]

$$-\begin{bmatrix} S_{21}' & S_{23}' & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_{21}'' & S_{23}'' \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_1 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{22}' & -1 \\ -1 & S_{22}'' \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_2 \\ a_5 \end{bmatrix}.$$

Risolvendo la [4] rispetto a $\begin{bmatrix} a_2 \\ a_5 \end{bmatrix}$ e sostituendo nella [3], si ottiene:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_3 \\ b_4 \\ b_6 \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} S_{11}' & S_{13}' & 0 & 0 \\ S_{31}' & S_{33}' & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_{11}'' & S_{13}'' \\ 0 & 0 & S_{31}'' & S_{33}'' \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} S_{12}' & 0 \\ S_{32}' & 0 \\ 0 & S_{12}'' \\ 0 & S_{32}'' \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} S_{22}' & -1 \\ -1 & S_{22}'' \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} S_{21}' & S_{23}' & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_{21}'' & S_{23}'' \end{bmatrix} \right\} \times \begin{bmatrix} a_1 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_6 \end{bmatrix}$$

in cui compare, racchiusa tra parentesi, la matrice di diffusione $\boldsymbol{S}$ della struttura a quattro bocche di figura 2*a*.

Ai fini dell'organizzazione del calcolo, da quanto precede si possono trarre alcune regole:

La connessione di un elemento a N bocche con un elemento a M bocche richiede l'impiego di una matrice quadrata di ordine $N + M$ come se si trattasse di un componente a $N + M$ bocche con trasmissione nulla dalle bocche 1, 2,...N alle $N + 1$,... ...$N + M$ (cioè dalle bocche del primo componente a quelle del secondo e viceversa).

In questa nuova matrice, la matrice del primo componente occupa le prime N righe e le prime N colonne, mentre quella del secondo sta nella zona che va dalla riga $N + 1$ alla $N + M$ e dalla colonna $N + 1$ alla $N + M$; le altre posizioni sono tutte occupate da zeri (come per il nostro esempio è indicato nella [1]).

La connessione della bocca i con la bocca j (nel nostro caso: della bocca $i = 2$ con la bocca $j = 5$), richiede che si sommi —1 al termine di posto (i, j) ed al termine di posto (j, i) (vedi per il nostro caso la [2]). Tale matrice si indicherà nel seguito con $\boldsymbol{S}_\mathrm{L}$.

La matrice $\boldsymbol{S}$ della struttura risultante dopo la connessione delle due bocche è d'ordine $N + M - 2$ e si ottiene come differenza di due matrici. La prima è quella che si ottiene dalla matrice $\boldsymbol{S}_\mathrm{L}$ prendendo i termini che appartengono alle righe che non sono la i-esima o la j-esima e alle colonne che non sono la i-esima o la j-esima. La seconda si ottiene eseguendo, nell'ordine, il prodotto di tre matrici così ottenute:

- matrice i cui componenti appartengono alle righe diverse da i o j ed alle colonne i o j;
- inversa della matrice i cui componenti appartengono alla riga i o j e alla colonna i o j;
- matrice i cui componenti appartengono alla riga i o j ed alle colonne diverse dalla riga i o j.

Il sistema valido per la nostra rete, dopo che si è eseguita la connessione tra le bocche 2 e 5 (²), è il seguente:

[5]

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_3 \\ b_4 \\ b_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_1 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_6 \end{bmatrix}$$

Dovendo ancora eseguire la connessione tra le bocche 3 e 4 sarà sufficiente imporre nelle [5] le condizioni:

$$a_3 = b_4 \quad \text{e} \quad a_4 = b_3$$

Procedendo in modo analogo a quanto precedentemente fatto si perviene alla seguente espressione della matrice di diffusione $\boldsymbol{S}_\mathrm{t}$ della struttura risultante:

che ancora si può pensare ottenuta dalla matrice di diffusione $\boldsymbol{S}$ con le stesse regole precedentemente enunciate.

Se si dovessero collegare tra di loro più strutture C′, C″, C‴,..., ciò sarebbe eseguito dal programma così:

- esame dei collegamenti voluti tra bocche di C″ e bocche di C′ e calcolo della matrice risultante della struttura C_1, ottenuta connettendo le bocche di C′ e C″;
- esame dei collegamenti voluti tra le bocche di C‴ e le bocche di C_1 con calcolo della matrice risultante della struttura C_2 ottenuta connettendo C‴ e C_1;
- prosecuzione del procedimento illustrato, fino all'esaurimento di tutti i collegamenti.

Lo stesso metodo è usato anche per la connessione di elementi circuitali monobocca.

Nel caso poi frequente che ad una bocca si debbano connettere due bocche in parallelo (biforcazioni di linee o connessione in parallelo di elementi concentranti), ammesso che si possano trascurare gli effetti dovuti alle discontinuità geometriche, sarà sufficiente pensare introdotto un componente ausiliario a tre bocche, con matrice di diffusione:

$$\boldsymbol{S}_\mathrm{T} = \begin{bmatrix} \dfrac{-1}{3} & \dfrac{2}{3} & \dfrac{2}{3} \\ \dfrac{2}{3} & \dfrac{-1}{3} & \dfrac{2}{3} \\ \dfrac{2}{3} & \dfrac{2}{3} & \dfrac{-1}{3} \end{bmatrix}$$

che corrisponde alla matrice di un T ideale fatto con elementi infinitesimi di linea di impedenza caratteristica uguale a quella di normalizzazione. Nel caso in cui le discontinuità giochino un ruolo non trascurabile, occorrerà tenerne conto introducendo, al posto della precedente matrice, quella del circuito equivalente completo.

3. Descrizione del programma.

In figura 3 si è disegnato lo schema a blocchi del programma. Ciò può essere utile per una migliore comprensione di quanto precedentemente esposto.

Le principali operazioni eseguite sono le seguenti:

(²) In figura 2*a* i numeri non racchiusi nel cerchietto indicano la numerazione delle bocche per la nuova struttura che si è così generata. In generale essi vengono ottenuti facendo corrispondere i numeri della serie naturale ai numeri racchiusi nel cerchietto ordinati in senso crescente.

$$\boldsymbol{S}_\mathrm{t} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{14} \\ S_{41} & S_{44} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} S_{12} & S_{13} \\ S_{42} & S_{43} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} S_{22} & S_{23}-1 \\ S_{32}-1 & S_{33} \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} S_{21} & S_{24} \\ S_{31} & S_{34} \end{bmatrix}$$

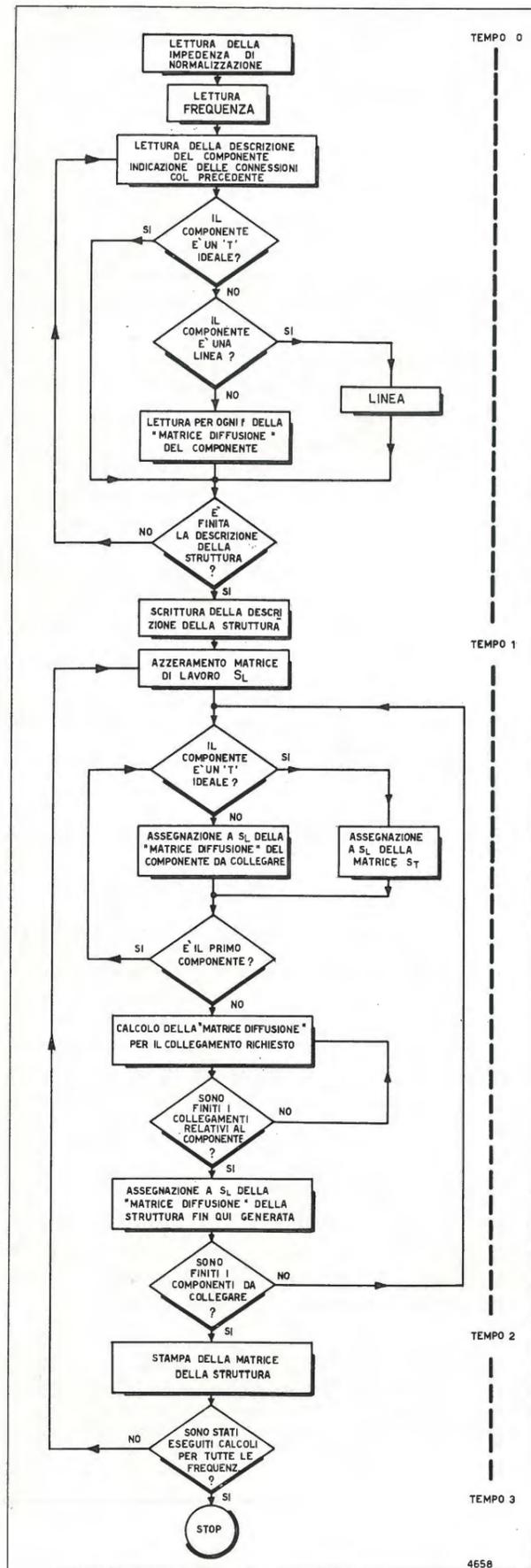



Fig. 3. — Schema a blocchi del programma.

— lettura della impedenza di normalizzazione Z_0 e delle frequenze per le quali si vuole calcolata la matrice di diffusione risultante;

— lettura della descrizione di ciascun componente della rete: numero delle sue bocche, indicazione se trattasi di una linea o di un T, indicazione sia delle bocche del componente, sia delle bocche dei componenti precedentemente considerati, che devono collegarsi con esso, indicazione dell'ultimo componente della struttura;

— lettura dei valori assunti dalla matrice di diffusione del componente (che non sia una linea o un T) per le frequenze di lavoro;

— calcolo della matrice di diffusione del componente linea alle varie frequenze mediante richiamo del sottoprogramma « LINEA »;

— assegnazione alla matrice di lavoro S_L delle due matrici di diffusione dei primi due componenti da collegare;
calcolo della matrice di diffusione risultante S_t e assegnazione della stessa alla S_L.

Il programma a questo punto ripete sia l'operazione di assegnazione alla matrice di lavoro S_L della matrice

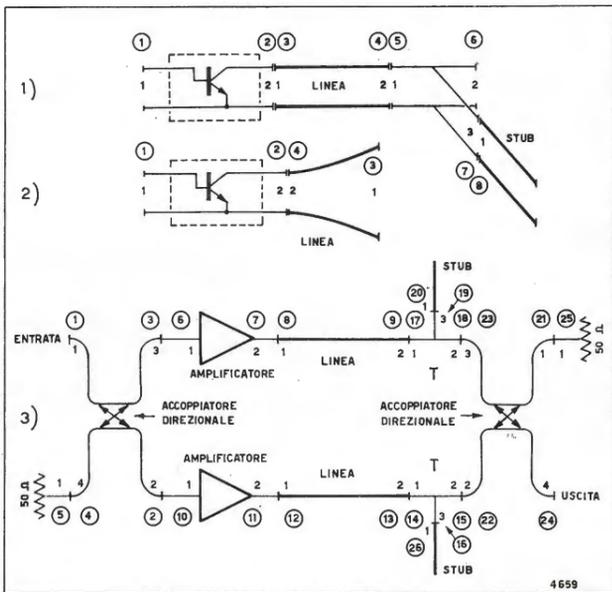



Fig. 4. — Esempi di circuiti studiati.

del nuovo componente da collegare, sia l'operazione di calcolo della nuova matrice risultante, fino a che non si siano collegati tutti i componenti.

Successivamente si stampano i valori assunti dalla matrice di diffusione risultante S_t assieme al relativo valore di frequenza.

Se richiesto, il calcolo di S_t viene ripetuto per altri valori di frequenza, fino al loro esaurimento.

4. Esempi di circuiti studiati.

In figura 4 si riportano alcuni esempi di reti in cui l'attuale programma può trovare impiego. In questi si sono segnati sia i numeri che contraddistinguono le bocche dei singoli componenti, sia (entro i cerchi) i numeri necessari per descrivere i collegamenti da effettuare.

I calcoli sono stati eseguiti con il calcolatore IBM 360/44.

Al fine di permettere confronti con altri analoghi programmi (bibl. 5, 6, 7), si riportano in tabella I i tempi impiegati per la lettura della descrizione della struttura, per calcolarne, ad una frequenza, la matrice risultante (parte reale e parte immaginaria, modulo e fase), e per stampare i risultati. Essi sono relativi alle operazioni indicate nel diagramma di figura 3.

TABELLA I

(fig. 4) Circuito	(fig. 3) 0 ÷ 1 (sec)	1 ÷ 2 (sec)	2 ÷ 3 (sec)
1	4,25	0,125	2,44
2	1,22	0,04	2,46
3	7,06	0,46	2,52

5. Conclusioni.

È stato illustrato un programma di calcolo per l'analisi di circuiti ad iperfrequenze mediante la matrice di diffusione. Il programma si è dimostrato utile per lo studio di un amplificatore a larga banda di tipo particolare (bibl. 8), contribuendo ad una notevole riduzione dei tempi nel lavoro di ottimizzazione del circuito.

Si ringrazia vivamente l'ing. Giorgio Zampicinini per il valido contributo dato all'attuale stesura del programma. (1202)

BIBLIOGRAFIA

1. BODWAY G.E.: *Circuit design and characterization of transistors by means of three-port scattering parameters.* « Microwave Journal », maggio 1968, pp. 55-63.
2. BANFI V., D'AMATO P., GUARGUAGLI I.: *Caratterizzazione del transistore in U.H.F. con parametri « S ».* « Elettronica e telecomunicazioni », n. 1, 1969, pp. 19-30.
3. PISANI U., POZZOLO V.: *La misura dei parametri della matrice di diffusione di transistori.* « Alta Frequenza », n. 3, marzo 1969, pp. 175-182.
4. CORAZZA G.C.: *La matrice di diffusione.* « Alta Frequenza », n. 6, giugno 1963, pp. 393-414.
5. VALLE G.: *A program for linear microwave circuit analysis by scattering parameters.* « Alta Frequenza », n. 2 febbraio 1969, pp. 142-144.
6. VALLE G.: *The scattering matrix for lumped elements linear circuit.* « Alta Frequenza », n. 8, agosto 1969, pp. 646-647.
7. MONACO V.A., TIBERIO P.: *Un metodo per la soluzione automatica di reti elettriche a costanti concentrate mediante la matrice di diffusione.* « Istituto di Elettronica Facoltà di Ingegneria Università di Bologna », maggio 1969.
8. ENGELBRECHT R., KUROKAWA K.: *A wide-band low noise L-band balanced transistor amplifier.* « Proceedings of IEEE », marzo 1965, pp. 237-247.

METODI DI MISURA DELLA QUALITÀ DI UNA TRASMISSIONE TELEFONICA

GIULIO MODENA (*)

SOMMARIO — Vengono presentati vari metodi soggettivi per la misura della qualità di una trasmissione telefonica ed i risultati sperimentali ottenuti con alcuni di questi. In particolare si mette in luce come il metodo del confronto a coppie, in prove di conversazioni bidirezionali, offra indicazioni precise sulla qualità degli attuali sistemi di trasmissione.

1. Introduzione.

Il problema della misura della qualità di una comunicazione vocale è oggetto di studio da molti anni (bibl. 1). È infatti molto importante dare i criteri per valutare la qualità dei sistemi o processi di trasmissione della parola sia in fase di progetto, sia in fase di controllo finale.

I criteri particolarmente impiegati nel passato, ancora utilizzati, sono quelli dell'equivalente di riferimento e il metodo dell'intelligibilità. Il primo è utilizzato particolarmente dal CCITT.

Sono state condotte molte prove per verificare il legame tra i risultati ottenuti con un metodo e quelli ottenuti con l'altro.

Il metodo dell'equivalente di riferimento (bibl. 2) consiste nel confrontare un sistema in prova con un sistema campione (denominato NOSFER (Nouveau Système Fondamental pour l'Equivalent de Référence) e di trovare di quanto deve essere variato il livello del segnale in ricezione sul campione, perché i due diano la stessa sensazione uditiva, cioè lo stesso volume sonoro, valutato ad udito. Con tale metodo si tiene conto unicamente del livello del suono ricevuto.

Il metodo dell'intelligibilità (bibl. 3) consiste nel valutare la percentuale di suoni, o parole, o frasi, correttamente ricevute rispetto a quelle trasmesse. In tal caso si valuta un solo parametro della qualità di una comunicazione vocale: l'intelligibilità.

La qualità di una comunicazione vocale è determinata non solo dal livello del suono ricevuto e dalla intelligibilità, ma anche dal timbro, dal rumore coesistente con il segnale vocale, dalla naturalezza, dalla possibilità di riconoscere chi parla, ecc.

È anche da tener presente che l'importanza che ognuno di questi fattori assume nel determinare la qualità della comunicazione dipende dal tipo di sistema che si sta valutando. Per esempio, la naturalezza in una comunicazione telefonica potrebbe essere data dalla facilità con cui si riconosce chi parla, mentre nel caso di voce sintetica, non c'è alcuna relazione con un parlatore, ma si deve solo dire quanto siano simili a voci umane i suoni emessi.

Il problema della determinazione della qualità di una comunicazione, tenendo conto dei parametri sopra considerati, diventa importante quando, come avviene nei moderni sistemi di trasmissione della parola, l'intelligibilità è elevata.

(*) Dott. ing. Giulio Modena del CSELT.
Dattiloscritto pervenuto il 26 maggio 1970.

Prima di considerare i metodi attualmente impiegati, e di riportare alcuni risultati da noi ottenuti con questi, per la valutazione della qualità, ricordiamo brevemente l'esistenza di metodi, detti oggettivi, che permettono di ottenere dei parametri sulla qualità di una comunicazione a partire da misure oggettive.

Fino ad ora sono stati sviluppati metodi per ottenere oggettivamente solo l'equivalente di riferimento (bibl. 4) o l'indice di intelligibilità (bibl. 5).

Da prove sperimentali si sono anche ricavate curve che legano la riduzione dell'intelligibilità o la variazione dell'equivalente di riferimento con il rumore del circuito o con il rumore di sala (bibl. 6).

I dati che così si ottengono sono però unicamente indicativi e non sono validi per ogni condizione.

Come si osservava sopra, i moderni sistemi di comunicazione hanno quasi sempre elevata intelligibilità e pertanto si impongono nuovi criteri di valutazione della qualità. Questi si possono dividere in due grandi categorie:

a) metodi per ottenere un giudizio globale sulla qualità della comunicazione;

b) metodi analitici che cercano di individuare le componenti psicologiche che determinano la qualità della voce.

2. Metodi globali.

Come si accennava, lo scopo di tali metodi è di ottenere un giudizio globale sulla qualità di una comunicazione. Ciò presuppone l'esistenza di una scala unidimensionale: la qualità della trasmissione.

La qualità della voce tuttavia non può essere ricondotta ad una scala con una sola dimensione e quindi qualora si impieghino tali metodi si avranno degli errori.

Sostanzialmente gli scopi che con tali metodi si cerca di perseguire sono:

a) una economicità nella quantità di prove necessarie e nella loro elaborazione;

b) l'ottenimento di una scala unidimensionale;

c) una affidabilità adeguata agli scopi proposti.

2.1. Metodo delle opinioni.

Tale metodo è stato proposto da Richards & Swaffield (1959) e cerca di tenere conto, nella sua valutazione della qualità, del fatto che in una comunicazione il giudizio sulla qualità viene influenzato sia dall'esperienza dell'ascoltatore, sia del parlatore.

Cioè vi è un'effettiva interazione tra parlatore ed ascoltatore in una conversazione reale (il parlatore alza il livello della sua voce se il segnale che gli arriva è ad un livello basso [8]; l'ascoltatore chiede al parlatore di ripetere quanto detto se non ha capito bene) e la qualità è determinata anche da queste interazioni oltre che dal sistema fisico.

Il metodo consiste essenzialmente nella prova seguente:

— due operatori, non esperti nella valutazione della qualità di trasmissione, effettuano una conversazione della durata di 4 ÷ 6 minuti sul circuito in prova. Per far parlare i due operatori si dà loro da descrivere delle figure oppure da risolvere dei giochi di tipo enigmistico. Al termine della conversazione si chiede ai due operatori di esprimere un'opinione, tra 5 indicate. Ad ogni opinione viene assegnato un peso numerico:

— conversazione ottima (peso numerico 4): non era richiesto alcuno sforzo per la comprensione;

— conversazione buona (peso numerico 3): non era richiesto uno sforzo apprezzabile. Bisogna prestare un po' di attenzione;

— conversazione discreta (peso numerico 2): bisogna prestare attenzione;

— conversazione scadente (peso numerico 1): la conversazione è possibile, ma incontra difficoltà per termini non familiari;

— conversazione pessima (peso numerico 0): si capisce con notevole difficoltà.

Alla fine delle prove si calcola l'opinione media, cioè la media ponderale delle opinioni, e si considera questa opinione media come indice della qualità della trasmissione.

Il CCITT (bibl. 9) ha raccomandato tale metodo, indicandone anche le modalità di conduzione, per prove di qualità nei circuiti telefonici.

Markmann (bibl. 10) ha raccolto ed ordinato le prove condotte da varie amministrazioni di servizi telefonici ricavandone curve che danno l'andamento dell'opinione media in funzione dell'equivalente di riferimento del sistema telefonico in prova al variare del livello del rumore bianco presente in linea (fig. 1).

Fig. 1. — Opinione media al variare dell'equivalente di riferimento totale per vari livelli di rumore bianco disturbante (da Markman).

Tale metodo, pur dando risultati che si discostano tra loro a seconda degli sperimentatori, permette di avere una indicazione attendibile della qualità del sistema. Tuttavia esso focalizza l'attenzione dell'operatore sullo sforzo cui è costretto durante la conversazione e prescinde quindi da altri parametri, quali ad esempio il riconoscimento del parlatore, che possono essere importanti ai fini del giudizio della qualità.

2.2. Metodi del confronto a coppie.

Il più interessante di tali metodi è quello delle isopreferenze ideato da Munson e Karlin (1962) (bibl. 11).

Tale metodo si fonda su giudizi soggettivi ottenuti dall'ascoltatore in una prova di confronto fra due sistemi di comunicazione. L'ascoltatore sente, in stretta successione, frasi lette provenienti da due sistemi di comunicazioni diversi e dice quale dei due sistemi preferisce.

La scala di riferimento è la viva voce ridotta in qualità da livelli di rumore bianco via via crescenti.

Con il metodo ideato da Munson e Karlin si può variare sia il livello della voce, sia quello del rumore. Ad esempio se chiamiamo A e B i due sistemi, o le due condizioni, in prova, supponiamo di confrontare B con A. Stabiliamo di dare a B un certo livello della voce e vogliamo determinare il livello del rumore bianco da immettere nella condizione B perché si abbia una uguale preferenza che in A. Si fa variare il livello del rumore in B e si costruisce una curva che dà la percentuale di volte in cui A viene preferito a B al variare del rumore in B. Il rumore che dà luogo ad una percentuale del 50% di preferenze è quello per cui si ottiene la stessa preferenza per A e B. Si possono così costruire curve di isopreferenza riportando in un asse il livello del rumore che degrada la voce e nell'altro il livello della voce (fig. 2).

Dalla figura 2 si vede come si possono ottenere varie curve di isopreferenze a seconda del punto di partenza. Ognuna di tali curve viene individuata con un valore di TPL (Transmission Preference Level). Tale unità TPL è data da:

$$P = 74 - N \text{ in dB (rif. } 2.10^{-4}\,\mu\text{bar)}$$

ove N è il livello del rumore con cui si deve degradare la viva voce, al livello ottimo di ascolto, perché il sistema in prova dia un'uguale preferenza con il dampione. La relazione $P = 74 - S$ nasce da consicerazioni sulla soglia di udibilità del rumore, in modo da avere nella migliore condizione $P = 100$. Si possono così confrontare fra di loro sistemi di comunicazione diversi facendo riferimento ad un unico campione.

Munson e Karlin hanno anche verificato che vale la proprietà transitiva, cioè se A e B sono ugualmente preferiti e così B e C allora A e C sono ugualmente preferiti.

Rothanser (bibl. 12) ha modificato il metodo delle isopreferenze. Egli ha fissato il livello ottimo del segnale vocale ed ha scelto invece che un rumore aggiuntivo quale elemento di degradazione della viva voce, un rumore moltiplicativo. In tal modo il rap-

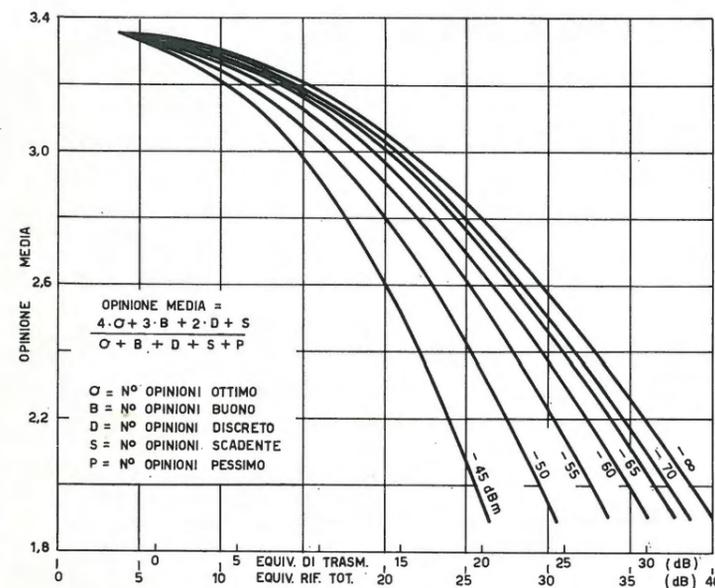
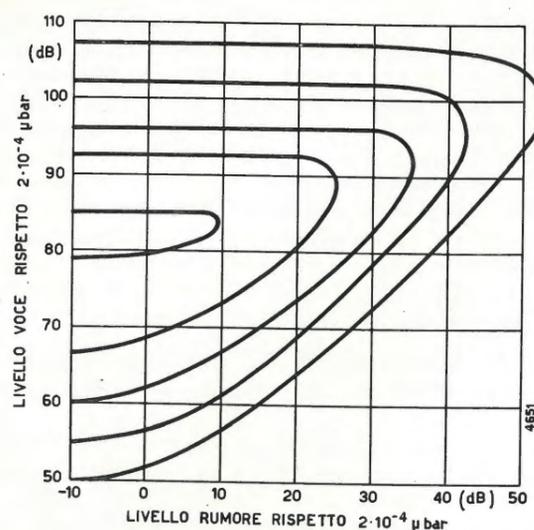



Fig. 2. — Curve delle isopreferenze in un sistema con filtro passa basso 3000 Hz (da Munson e Karlin).

porto segnale/disturbo non richiede la conoscenza del livello della voce: si consideri la fig. 3. Inoltre osserviamo che in tal caso il rumore è presente solo quando c'è il segnale vocale mentre quando questo è nullo, non si ha rumore.

Rothauser, Urbanek e Pachl (bibl. 13) assumono che la qualità della voce sia descrivibile sulla base di quattro grandezze: l'intelligibilità, la preferenza, la sensazione del livello, il riconoscimento del parlatore. Essi prendono in considerazione per riferimento un sistema ad alta intelligibilità, con ottimo livello del segnale in ricezione, e non tengono conto del riconoscimento del parlatore. I risultati fin qui descritti da questi sperimentatori si limitano ad un'analisi critica sulla validità del metodo delle isopreferenze da loro modificato. Essi trovano che la «preferenza» può essere accettata come una scala ad una dimensione, poiché si dimostra sperimentalmente che vale la proprietà transitiva, cioè se A = B e B = C allora A = C anche se A, B e C appartengono a sistemi diversi.

Essi trovano che la preferenza può essere descritta in termini di qualità mediante un segnale di riferimento variabile con continuità, e ritengono sia preferibile impiegare, come detto sopra, un rumore di tipo moltiplicativo. Hanno anche rilevato che nelle prove si ha una influenza dovuta, sia ai diversi ascoltatori sia al diverso comportamento nel tempo dell'ascoltatore singolo e tale variazione è di difficile previsione.

Tuttavia dalle prove condotte su sistemi di trasmissione la cui qualità variava di circa 10σ si è verificato che il metodo non presentava contraddizioni. Inoltre si riesce a discriminare sistemi la cui qualità differisce di 1 σ.

In definitiva tale metodo sembra offrire ottime garanzie per una misura della preferenza.

3. Metodo della matrice di confusione.

Tale metodo proposto da Baxter e Keiser (bibl. 14) cerca di dare una valutazione di un sistema di trasmissione vocale indipendentemente dall'influenza del parlatore e dell'ascoltatore.

Essi assumono che le caratteristiche del parlatore e dell'ascoltatore non varino nel tempo. Ciò può avvenire con buona approssimazione qualora il parlatore non conosca la condizione di trasmissione e quando sia ridotto al minimo la capacità di memoria dell'ascoltatore. Ciò, essi dicono, si può realizzare bene con l'impiego di fonemi o di logatomi. (1)

La qualità della voce viene definita mediante la matrice di transizione, che è la matrice delle probabilità condizionali dei simboli di uscita (simboli capiti dall'ascoltatore) quando sono noti i simboli di entrata (i simboli pronunciati dal parlatore).

Mediante prove di articolazione si determina la matrice di transizione del generalizzato parlatore (matrice [P]) e del generalizzato ascoltatore (matrice [A]): ciò si ottiene con il sistema di trasmissione sostituito da un sistema perfetto nel quale nessun errore o confusione può avvenire. Chiamiamo con [N] la matrice prodotto di [P] · [A].

Si determina quindi la matrice di transizione nel caso in cui si ha il parlatore, il sistema di trasmissione in prova e quindi l'ascoltatore: chiamiamo [M] tale matrice e quindi:

$$[M] = [P] \cdot [C] \cdot [A] .$$

La matrice di transizione del solo sistema [C] indipendentemente dall'influenza del parlatore e dell'ascoltatore è:

$$[C] = [P]^{-1} \cdot [M] \cdot [A]^{-1} . \quad [1]$$

Da dati sperimentali si è dimostrato che la matrice [C] di transizione del sistema, è insensibile alla suddivisione degli errori tra parlatore ed ascoltatore

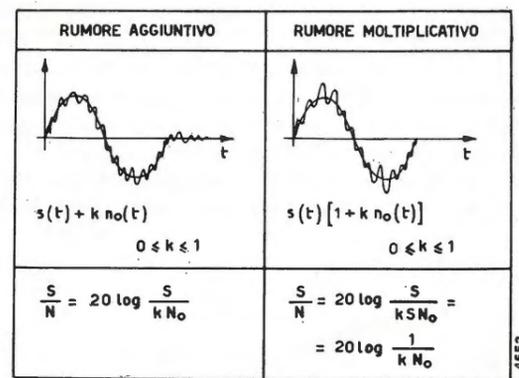



Fig. 3. — Confronto fra rumore aggiuntivo e rumore moltiplicativo.

per cui si può pensare di avere un parlatore privo di errore attribuendo tutti gli errori all'ascoltatore. Quindi se:

$$[N] = [P]\ [A] ;$$

e [P] è la matrice unitaria, si ha:

$$[N] = [A]$$

e la [1] diviene:

$$[C] = [M]\ [N]^{-1}$$

(1) Vengono chiamati «fonemi» i suoni elementari che con le loro diverse combinazioni compongono una lingua o dialetto; i «logatomi» sono invece sillabe composte da tre suoni: una vocale preceduta e seguita da consonanti o gruppi consonantici (per es. trag, pav,...).

I risultati che si possono ottenere con tale tecnica sono interessanti perché permettono di avere indicazioni sul processo di confusione che il sistema introduce per le sue caratteristiche, tuttavia è un metodo cui non ci si può affidare per una valutazione in senso completo della qualità. Infatti sostanzialmente si può dire che con tale metodo si ha una misura dell'indice dell'intelligibilità, cioè di un solo parametro tra quelli che concorrono a determinare la qualità. Inoltre se il sistema in prova è di elevata intelligibilità non si hanno indicazioni precise sulla riduzione della qualità dovuta a rumori o distorsioni.

Altri metodi, che possiamo fare rientrare fra i metodi globali, sono quelli che prendono in considerazione come misura della qualità il tempo impiegato da due persone che comunicano per completare un argomento. Per esempio il metodo di Richards & Swaffield che consiste nel determinare il rapporto tra il tempo impiegato da un ascoltatore nell'identificare una figura descritta dal parlatore e il tempo impiegato per identificare la stessa in un sistema di alta qualità (bibl. 15).

4. Metodi analitici.

Questi metodi prendono in considerazione le componenti psicologiche della voce e cercano di vedere quali sono i legami, dal punto di vista uditivo tra queste componenti.

Interessante è quanto scrive Mc Gee (bibl. 16) che ha cercato di individuare uno spazio percettivo della voce filtrata. Una voce maschile era il materiale preso in considerazione e questo è stato variamente filtrato con filtri passa basso, passa alto e passa banda. Per ogni condizione egli ha calcolato l'indice di intelligibilità; inoltre i campioni della voce filtrata erano presentati agli ascoltatori a coppie e si ottenevano giudizi di preferenza.

Con analisi di tipo statistico dei giudizi ha individuato uno spazio percettivo a quattro dimensioni, che egli chiama «punti di vista» degli ascoltatori. Da questa analisi risulta con chiara evidenza che vi è una netta separazione dal punto di vista della qualità delle voci filtrate con passa basso da quelle filtrate con passa alto.

Mc Gee suppone che i giudizi di qualità si esprimano secondo due scale:

— le armoniche basse sono presenti: allora il giudizio della qualità si muove su una scala;

— le armoniche basse non sono presenti: allora il giudizio avviene su un'altra scala.

Queste considerazione possono essere messe in relazione con altre, sempre fatte da Mc Gee, anche se da lui non esplicitamente collegate o da ricercatori giapponesi come Ochiai (bibl. 17).

Mc Gee ha chiesto anche agli ascoltatori di caratterizzare le voci udite secondo trenta scale «semantico-differenziali», cioè scale in cui essi devono scegliere tra due espressioni (differenziale) di significato (semantico) opposto, per esempio: naturale-innaturale, chiaro-scuro, familiare-strano, ecc. È questa una tecnica molto usata anche da altri ricercatori per analisi psicologiche sulla voce (bibl. 18). Egli ha potuto così verificare che lo spazio semantico della voce può essere caratterizzato, per quanto riguarda le distorsioni in frequenza, da due dimensioni: un fattore di intelligibilità ed uno di naturalezza e che la qualità della voce è determinata da ambedue questi fattori.

Si può osservare che, come già si sapeva, il fattore intelligibilità è dovuto in modo determinante alle frequenze più alte nello spettro della voce, mentre il fattore naturalezza è dovuto a tutta la banda vocale, con un particolare peso per le frequenze più basse.

Queste osservazioni possono essere riallacciate a quanto scrive Ochiai sull'influenza dei formanti (2) nella percezione del timbro delle vocali. Egli parla di due tipi di formanti, che si possono individuare nelle vocali: i formanti fonemici ed i formanti vocalici. I formanti fonemici si ottengono dall'insieme degli spettri di una vocale emessa a differenti altezze tonali. I formanti vocalici si ottengono dall'insieme delle vocali emesse da uno stesso parlatore alle stesse altezze tonali.

L'Ochiai ha constatato che per qualunque parlatore e per uno stesso modello fonemico è costante il rapporto tra le frequenze dei formanti principali. Mentre per uno stesso parlatore, ma per diversi modelli vocalici, è costante il prodotto dei due formanti principali.

Da ulteriori indagini fatte si è trovato che una trasposizione in frequenza dei formanti fonemici l'intelligibilità rimane inalterata, poiché rimane inalterato il rapporto tra i formanti.

Per quanto riguarda i formanti vocalici, invece, una trasposizione delle frequenze fa sì che il prodotto venga modificato. Infatti se f_1 e f_2 sono le frequenze dei due formanti ed n il rapporto di trasposizione si vede che $nf_1 \cdot nf_2 = n^2 f_1 f_2$, cioè notevolmente modificato. In tale caso si ha una modificazione nella qualità della voce. Pertanto si può assumere che la qualità fonemica è resistente a fenomeni di distorsione, quali la trasposizione, non così quella vocalica.

Inoltre si può anche osservare che i formanti fonemici sono localizzati alle alte frequenze, mentre quelli vocalici sono uniformemente distribuiti. Cioè si viene così a confermare quanto accennato sopra: la qualità viene determinata sia dall'intelligibilità (i formanti fonemici nella dizione di Ochiai) localizzata alle alte frequenze e la naturalezza (i formanti vocalici) con un'uniforme distribuzione.

Altri autori hanno indagato sullo spazio percettivo della voce, e molti hanno fatto uso del metodo della scala «semantico-differenziale».

Molti sono stati anche i tentativi di correlare i vari elementi che così emergevano con i parametri fisici, ma fino ad ora non si sono ottenuti grandi risultati.

Per ora si può dire: che i metodi analitici hanno indicato che la qualità della voce non può essere ridotta ad una scala ad una dimensione e che quindi i metodi globali, che fanno uso di scale ad una dimensione, introducono inesattezze. Bisognerebbe poter determinare queste inesattezze in modo da poterle tenere presenti quando si impiegano tali metodi. Ciò consentirebbe un uso più diffuso dei metodi globali che sono estremamente utili per valutazioni relativamente rapide rispetto ai metodi analitici, e soprattutto perché con un solo parametro permettono di dominare sufficientemente la realtà del sistema in prova.

5. Risultati sperimentali.

Si sono condotte molte prove per verificare la qualità di vari sistemi o condizioni di comunicazione, con i vari metodi indicati sopra. I risultati qui ripor-

(2) Se si considerano gli spettri acustici delle vocali si vede che la potenza sonora è concentrata in certe bande di frequenza, denominate «formanti».

tati hanno lo scopo unicamente di indicare la possibilità offerta da questi metodi.

Qui si accennerà unicamente ai metodi delle opinioni e del confronto a coppie, che sembrano attualmente fornire i migliori risultati nella valutazione della qualità di una trasmissione telefonica. In particolare ci si soffermerà sul metodo del confronto a coppie, modificato rispetto a quello descritto sopra. Infatti in questo caso non si ha unicamente una prova di ascolto, ma una comunicazione bidirezionale. Alla fine della prova ambedue gli operatori, indipendentemente l'uno dall'altro, decidono quale delle due comunicazioni effettuate in stretta successione preferiscono. I risultati che in tal modo si ottengono sono decisamente interessanti, in quanto:

a) vi è interazione parlatore-ascoltatore, come in una normale conversazione telefonica;

b) non si focalizza l'attenzione degli operatori su un particolare aspetto della qualità, ma viene richiesto un giudizio globale.

Per verificare la bontà di quanto detto sopra si riportano dati di confronto tra questo metodo e quello delle opinioni.

Le prove con il metodo delle opinioni sono state condotte secondo la procedura CCITT (bibl. 9).

Le prove di confronto a coppie si svolgevano secondo lo schema indicato di seguito.

Chiamiamo A e B i due sistemi in prova che si devono confrontare. Ogni coppia di operatori (5 coppie in tutto) conversa un minuto per ogni prova: 14,5″ con la condizione A, 0,5″ di pausa, 14,5″ con la condizione B, quindi pausa e poi ancora A e B. Alla fine ogni operatore dirà quale fra le due condizioni A e B preferisce.

Ogni punto di isopreferenza viene individuato dalla curva che riporta la percentuale di preferenze che il circuito A ottiene rispetto a B e considerando come equipreferenza il punto che ha una percentuale del 50 %. Ogni curva viene determinata da 5 punti.

Sia le prove con il metodo delle opinioni, sia quelle con il metodo delle isopreferenze sono state condotte usando un'apparecchiatura il cui schema a blocchi è indicato in figura 4. Nel caso di prove con il metodo delle opinioni non si aveva ovviamente la commutazione dal sistema A al sistema B.

Gli indici dell'equivalente di riferimento (3) qui riportati sono stati determinati oggettivamente con l'apparecchiatura Brüel & Kjaer 3350. I livelli di rumore indicati sono riferiti ai punti C e D di figura 4 quando al sistema di utente viene sostituita una resistenza di 600 ohm.

Prima di riportare i risultati sperimentalmente ottenuti con le prove di opinione e di isopreferenza, si accennerà qui ad alcune prove di valutazione di riduzione di qualità determinata con il metodo delle opinioni con il disturbo costituito da toni puri, variabili in frequenza e livello. Si riportano questi dati perché i risultati sperimentali indicano in tale caso la bontà del metodo delle opinioni.

Sempre secondo lo schema di figura 4 invece di avere come disturbo un rumore bianco si aveva un tono puro. Si è chiamata riduzione di qualità l'attenuazione che si doveva introdurre nel circuito privo di disturbo per ottenere l'opinione media che si aveva nel caso di presenza di quel disturbo.

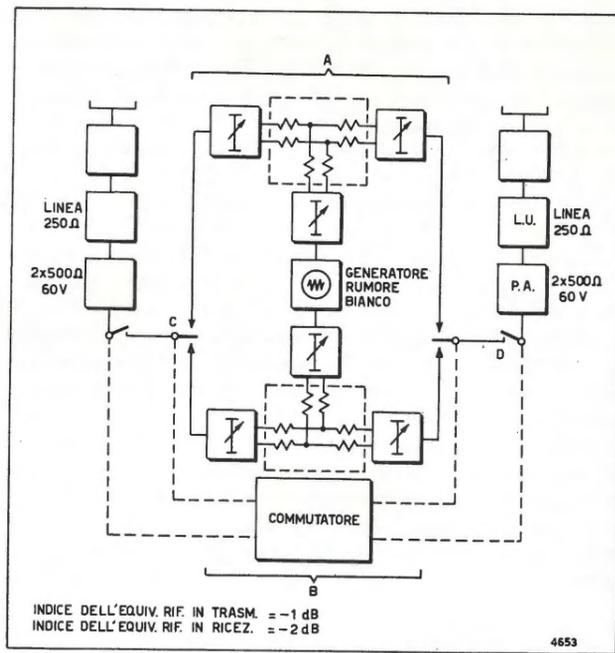



Fig. 4. — Circuito di prova con metodo delle isopreferenze e delle opinioni.

Nel caso di tono disturbante si è rilevato il livello di pressione sonora che si aveva sul ricevitore dell'apparecchio telefonico.

Se consideriamo l'andamento del livello di pressione del tono in funzione della frequenza, a riduzione di qualità costante, si verifica che si ottiene quello delle curve audiometriche.

Si può quindi concludere:

a) che nel caso di toni puri la riduzione di qualità è proporzionale al livello soggettivamente valutato del disturbo;

b) che in questa gamma di prove il metodo delle opinioni dà risultati attendibili.

Si fa presente che l'indice dell'equivalente di riferimento totale del circuito durante le prove era + 24 dB.

Consideriamo ora il caso di disturbo dovuto a rumore bianco. In figura 5 si vede l'andamento della opinione media al variare del livello del rumore bianco a vari indici dell'equivalente di riferimento del circuito.

La figura 6 riporta l'andamento delle curve di isopreferenze al variare del livello del rumore bianco disturbante. Tali curve sono ottenute nel modo seguente: si collegano i punti individuati come descritto (esempio A, B, C,) con una curva, infatti tali punti sono stati determinati come condizioni di equipreferenza. Le ordinate riportano l'equivalente di riferimento totale del circuito, mentre in ascissa abbiamo i livelli di rumore bianco pesati con il filtro psofometrico.

Si trova sperimentalmente che vale il principio di transitività, cioè A = B e B = C, allora A = C, cioè A ha la stessa preferenza di C. Si può vedere qui,

(3) Si intende per indice dell'equivalente di riferimento l'indicazione data ad una apparecchiatura oggettiva di misura dell'equivalente di riferimento.

ad esempio, che una condizione come quella indicata dal punto A con un indice dell'equivalente di riferimento totale pari a + 27 dB e nessun rumore ha la stessa preferenza di B con + 12 dB di equivalente e — 48 dBmp di rumore.

Dall'andamento delle curve di figura 6 si può ancora osservare che per i livelli molto alti del segnale in ricezione (indice totale dell'equivalente di riferimento basso) si hanno le stesse preferenze a parità di rumore che con il circuito ad equivalente molto maggiore. Questo dato si spiega ricordando che quando il livello in ricezione è troppo elevato, l'ascoltatore ha una sensazione di fastidio e ciò viene rilevato in una prova di confronto con una situazione migliore.

Una situazione di tal genere non viene correttamente rilevata con il metodo delle opinioni, dove si verifica che al diminuire dell'equivalente del sistema l'opinione media aumenta, cioè la qualità migliora. A questo proposito, la figura 6 riporta anche l'andamento delle curve di isopinione (si intende per curva di isopinione l'andamento dell'equivalente di riferimento del sistema in funzione del livello del rumore a parità di opinione media). Si vede chiaramente come per i primi tratti le curve di isopreferenza e di isopinione coincidano poi non più. Si vede anche che le isoopinioni indicano che al diminuire dell'equivalente la qualità migliora mentre le isopreferenze presentano una saturazione. Possiamo anzi osservare che se raccordiamo i punti M, N, T di figura 6 otteniamo una curva che divide gli andamenti di isopreferenza in due parti: una prima parte in cui la isopreferenza all'aumentare del livello del rumore è ottenuta diminuendo l'equivalente del circuito, ed una seconda in

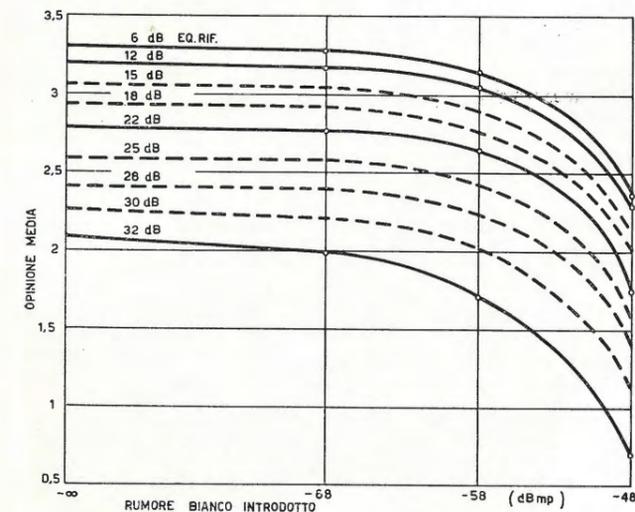



Fig. 5. — Opinione media al variare del livello del rumore bianco a vari indici dell'equivalente di riferimento.

cui pur diminuendo il rumore non si ha miglioramento alcuno.

Osserviamo che raccordando i punti M, N, T si interseca l'asse delle ordinate (rumore del circuito nullo) in corrispondenza dell'indice di riferimento totale pari a 15 dB: cioè questo è il valore di indice di riferimento totale preferito dagli utenti. Possiamo quindi caratterizzare le curve di isopreferenza con un numero:

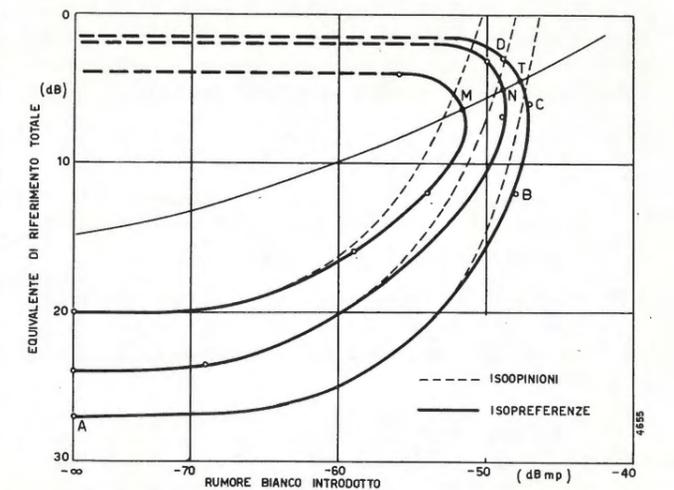



Fig. 6. — Andamento delle curve di isopreferenza e isopinione.

$$P = 115 - E ,$$

in cui E è il valore dell'indice di riferimento totale che si ha in corrispondenza dell'intersezione delle isopreferenze con l'asse delle ordinate al disotto di a. In tal modo si viene ad ottenere una caratterizzazione numerica in cui la situazione migliore vale 100 e le condizioni peggiori valgono di meno.

6. Conclusioni.

Sono stati presentati alcuni metodi soggettivi di valutazione della qualità di una trasmissione telefonica, in particolare l'attenzione è stata attirata sui metodi di giudizio globale.

Si sono presentati dati sperimentali che riguardano il metodo delle opinioni e delle isopreferenze. In particolare si è verificato che il metodo delle opinioni dà indicazioni valide nella valutazione della qualità in una gamma di livelli vocali in ricezione minore del metodo delle isopreferenze. Quest'ultimo inoltre supera la critica che può essere mossa al metodo delle opinioni e cioè di valutare solo un aspetto della qualità (ad esempio lo sforzo di comprensione).

Il metodo delle isopreferenze dà un'indicazione esatta sulla scala unidimensionale delle preferenze, quindi è un metodo valido nel caso di confronto tra due o più sistemi, ma non in senso assoluto.

Si può ottenere un'indicazione valida sempre se fissiamo un sistema di riferimento: ad esempio il sistema ortotelefonico, oppure definendo un sistema telefonico bidirezionale che ha determinate caratteristiche di trasmissione e ricezione ed un fissato equivalente.

In tal modo tutti i sistemi verrebbero confrontati con questo e si avrebbe un'indicazione della preferenza. Nel sistema di riferimento si potrebbe variare a piacere l'equivalente oppure introdurre un disturbo in modo da determinare il punto di equipreferenza rispetto al sistema in prova.

Il metodo delle isopreferenze sembra particolarmente indicato per valutazioni di qualità su sistemi, come i sistemi di trasmissione moderni, in cui l'intelligibilità è elevata e non molto elevato è lo sforzo di comprensione, per cui il metodo delle opinioni non dà sufficiente indicazioni delle variazioni di qualità tra sistemi diversi.

Gli studi attuali indicano chiaramente la validità del metodo, per cui data la facilità di conduzione delle prove si pensa che possa essere utilmente impiegato nella misura della qualità di sistemi telefonici. (1201)

BIBLIOGRAFIA

1 - Si veda bibliografia presentata da: SWAFFIELD B.J., RICHARDS D. L.: « PIEE », vol. 106, 26 marzo 1959.

2 - CCIF libro verde, 1954, 4 (3. 1. 1.) e 3. 12

3 - FLETCHER H., STEINBERG J.C.: *Bell Syst. Tech. J.*, 1929, 8 - pag. 806.

4 - BRAWN K., KOSCHEL H.: « FTZ », vol. 5, 1952, pagg. 447-455.

5 - FRENCH e STEINBERG J.C.: « J.A.S.A. », vol. 19, n. 1, 1947, pagg. 90 ÷ 115;
BERANEK L.L.: « *P.I. Radio Eng.* », vol. 35, sett. 1947, pagg. 88 ÷ 890.

6 - CCITT libro rosso tomo V, 1962, A.P. 13, pag. 13.

7 - vedi rif. 1.

8 - BOERYD A.: *Ericsson Rev.* 41, 1964.

9 - CCITT: libro rosso tomo V, pagg. 594 ÷ 600

10 - MARKMAN F.: *Ericsson Tech.*, 16, 1960.

11 - MUNSON W.A., KARLIN J.E.: « J.A.S.A. », 34, 1962, pagg. 762 ÷ 774.

12 - ROTHAUSER E.H.: « J.A.S.A. », 35, 1963.
ROTHAUSER E.H., URBANEK G.E.: « J.A.S.A. », 38, 1965.

13 - ROTHAUSER E. H., URBANEK G. E., PACHL P.: « J.A.S.A. », 44/2, 1968.

14 - BAXTER D.D., KESER B.E.: *IEEE transactions on communications technology* », aprile 1966, volume Cam-14

15 - vedi rif. 1.

16 - Mc GEE V.E.: *J. Speech and hearing Research*, 7/1964, pagg. 310 ÷ 323.
Mc GEE V.E.: *J. Speech and hearing Research*, 8/1965, pagg. 23 ÷ 38.

17 - OCHIAI Y.: *Acustica*, n. 6, vol. 12/1962, pagg. 373 ÷ 385

18 - Si veda una presentazione riassuntiva in HECKER N.H.L., GUTTMAN M.J.: *Audio Engineering S.*, vol. 15 4, ottobre 1967, pagg. 400 ÷ 403.

NOTIZIARIO

NUOVO SATELLITE METEOROLOGICO - Il 23 gennaio 1970 fu lanciato un nuovo satellite meteorologico, il TIROS-M (Television Infra Red Observation Satellite) costruito dalla RCA e ribattezzato ITOS-1 (Improved TIROS Operational System). Esso può acquisire più informazioni di due satelliti della serie precedente. Poiché finora erano necessari due o più lanci ogni anno per consentire una copertura globale e ininterrotta delle informazioni, il nuovo satellite consentirà il risparmio di un lancio ogni anno. Oltre 500 ricevitori localizzati in più di 50 paesi di ogni continente raccolgono le informazioni trasmesse dal satellite.

Caratteristiche del satellite.

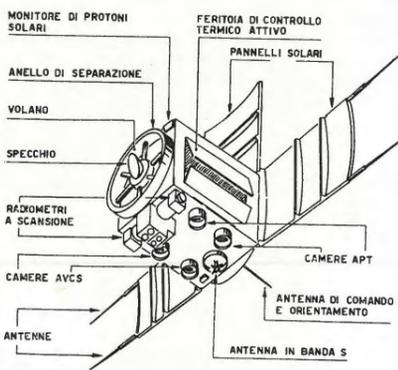
L'orbita è circolare (altezza 1450 km), polare (angolazione 101,7°), sincrona col sole, durata 115,2 minuti. I principali sensori hanno orientamento costante verso terra.

Il corpo principale del satellite, pressoché parallelepipedo ha le dimensioni di circa cm 100 x cm 100 x cm 123. Vi sono tre pannelli solari (aperti con comandi da terra dopo l'esatta collocazione inorbita) ciascuno di cm 90 x cm 165 per cui la larghezza totale risulta di circa cm 427. Il peso complessiè di circa 330 kg.

Caratteristiche dei sensori principali.

Sul satellite sono sistemati:

— due sistemi APT (Automatic Picture Transmission) simili a quelli usati nei precedenti satelliti con le seguenti caratteristiche: copertura dell'immagine circa 3300 km per 2200 km con sovrapposizione fra le immagini successive del 30%; vengono riprese 11 immagini per ogni orbita ad intervalli di 260 secondi fra due immagini successive, durata complessiva circa 48 minuti (la mezza orbita in luce); la scansione avviene al ritmo di 4 righe al secondo e l'intera immagine richiede un tempo di 150 secondi. Una stazione a terra può ricevere tre quattro immagini per orbita durante due o tre orbite al giorno.

— due sistemi AVCS (Advanced Vidicon Camera Sub-System) aggiunti nel nuovo satellite consentono anche le riprese a raggi infrarossi nella zona in ombra dell'orbita. Le riprese vengono registrate su nastro magnetico, poi ritrasmesse. Le caratteristiche sono: copertura dell'immagine circa 3300 km per 3300 km, sovrapposizione 50%; 11 immagini per orbita ad intervalli di 260 secondi fra le immagini, per una durata complessiva di circa 48 minuti. Capacità di immagazzinamento del nastro 38 immagini (3 orbite); tempo di restituzione meno di 3 minuti per orbita.

— due sistemi SR (Scanning Radiometer) completi di comandi elettronici programmati e di un registratore magnetico a tre canali.

Vi sono inoltre altri sensori secondari (FPR = Flat Plate Radiometer, SPM = Solar Proton Monitor, DFC = Data Format Converter, ITR = Incremental Tape Recorder) che consentono di ottenere numerose altre informazioni.

Collegamenti con la terra.

Vi sono vari collegamenti in ricezione e in trasmissione fra il satellite e la terra e precisamente:

— ricevitore di comando: 148,56 MHz;

— trasmettitore radiofaro e telemetria: 136,77 MHZ, 250 mW; serve anche per la verifica dei comandi di posizione eseguiti, per la determinazione dell'altezza e delle vibrazioni del satellite in fase di lancio;

— trasmettitore in tempo reale per i sistemi APT o SR (137,5 o 137,62 MHz su satelliti alternati); minimo 5 W;

— trasmettitore per la ritrasmissione delle registrazioni per i sistemi AVCS e SR registrati su nastro: 1697,5 MHz, minimo 2 W.

Questi collegamenti si attuano con le stazioni CDA (Command end Data Acquisition) in Alaska e in Virginia e di qui ritrasmessi al National Environmental Satellite Center. Contemporaneamente uno dei due sistemi APT provvede a trasmettere in tempo reale le immagini agli utenti locali a terra.

Evoluzione e servizi resi dai satelliti meteorologici.

Dal 1960 sono stati lanciati 19 satelliti meteorologici 10 TIROS e nove TOS (chiamati anche ESSA = Environmetal Science Services Administration). Tutti raggiunsero l'orbita prevista e conseguirono o superarono gli scopi fissati. Hanno accumulato più di 34 anni di vita utile nello spazio. Sono state complessivamente riprese 1.225.000 immagini della terra con le sue nubi e i suoi temporali.

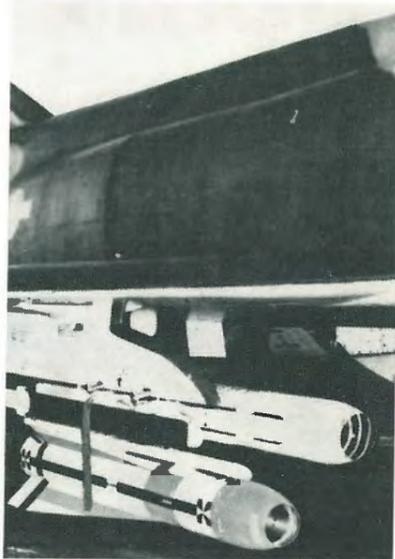
Tutti i cicloni o temporali più importanti sono stati rilevati e si poterono con ciò evitare incalcolabili danni, anche mortali, alle persone e alle cose.

(1229)

MISSILE GUIDATO DA UNA MICROTELECAMERA - Il nuovo missile aria-terra Maverick, in dotazione alle Forze Aeree degli Stati Uniti, guidato da una microtelecamera incorporata nel muso, ha compiuto con successo, il 18 dicembre 1969 a Holloman nel New Mexico, il suo primo volo guidato di prova, colpendo con precisione un carro armato.

Il missile, prodotto dalla Hughes Aircraft Co. era completo ad eccezione della testata esplosiva.

Il Maverick è stato lanciato da media distanza da un aviogetto Phanton F4-D, in attacco in picchiata, contro un carro armato M-41. Il pilota ha volato verso il bersaglio finché questo è apparso sullo schermo televisivo installato nell'abitacolo, e quindi ha «legato» il sistema di guida del missile con il proprio. Dopo il lancio del missile, il pilota è stato libero di virare mentre il missile ha continuato la sua corsa verso il bersaglio per conto suo.

(1211)

RIPRODUZIONE DEI NASTRI VIDEOMAGNETICI - La Soc. Du Pont ha messo a punto un nuovo procedimento di riproduzione dei nastri video-magnetici dieci volte più rapido, meno costoso e di migliore qualità degli attuali metodi di ripetizione elettronica. Si stima che ciò sarà particolarmente importante nel mercato dei nastri preregistrati e ridurrà il costo ad un terzo dell'attuale.

Viene usato un nastro magnetico «Crolyn» che comporta un rivestimento di biossido di cromo. Il nastro originale, che servirà da matrice o da «cliché» sotto l'azione del calore trasferisce istantaneamente i segnali magnetici su un nastro vergine di «Crolyn» per semplice contatto a caldo.

La velocità di riproduzione in teoria è limitata solo dalla velocità della macchina. Si raggiungono facilmente 150 ÷ 230 cm/sec mentre la normale velocità di riproduzione di un nastro video-magnetico è di 19 cm/sec.

(1237)

ANALIZZATORE PER MISURE «CORRELATE» - Misure «correlate» sono quelle nelle quali la grandezza da misurare va riferita ad un'altra grandezza omogenea con la prima. Se la grandezza da misurare è dipendente dalla grandezza a cui va correlata allora si parla di «autocorrelazione»; se invece le due grandezze sono indipendenti allora si parla di «correlazione incrociata» (corss-correlation).

Un esempio di autocorrelazione è la rumorosità nell'interno di una vettura in confronto con quella prodotta dal motore; un esempio di correlazione incrociata è quella fra i due segnali di una riproduzione stereofonica (che in teoria sono indipendenti) oppure anche quella tra il segnale utile di una riproduzione sonora e il segnale di fruscio. Ma oltre che in elettroacustica si presentano numerosi casi di ambedue i tipi di correlazione in molte altre discipline (vibrazioni, turbolenza dei fluidi, ecc.).

La DISA Elektronik di Copenhagen ha posto in commercio il «Time Correlation Analyser» che, per effettuare le misure suddette, si compone essenzialmente di tre strumenti contenuti in un unico armadietto (v. fotografia).

1) Il Correlatore analogico 55 D 70 (in alto) è l'elemento di confronto e di misura e che fornisce i dati sotto forma di una tensione indicata dallo strumento (portata ± 10 V) o applicata all'asse y di un registratore. Le due entrate per i due segnali hanno due attenuatori indipendenti. La sensibilità è di 1 mV, valore efficace; la risoluzione 0,1%; il tempo d'integrazione variabile in sei salti fra 100 m sec e 30 sec.

2) L'unità 55 D 75 (nella figura in basso a sinistra) che introduce, per una delle due tensioni, un tempo di ritardo variabile. Essa può accettare tensioni fino a 500 V picco-picco il sovraccarico è indicato da una lampada spia per ogni canale); la tensione di uscita normalizzata è di 1 V efficace; vi sono cinque campi di ritardo 0 ÷ 0,1 m sec (gamma di frequenza) 2 Hz ÷ 300 kHz), 0 ÷ 1 m sec (2 Hz ÷ 30 kHz), 0 ÷ 10 m sec (2 Hz ÷ 3 kHz), 0 ÷ 30 m sec (2 Hz ÷ 3 k Hz), 0 ÷ 100 m sec (2 ÷ 300 Hz). Questo tempo di ritardo è comandato da una tensione continua crescente (o decrescente) lentamente con continuità (tensione a rampa). Tale tensione è fornita da:

3) il generatore di rampa 52 B 01 (in basso a destra) che eroga una tensione regolabile fra — 5 e + 5 V. Il tempo richiesto per l'aumento di 1 V è variabile, in 10 gradini, fra 0,2 e 200 minuti oppure è sincronizzabile con un segnale esterno ad onda quadra con frequenza da 0 a 200 Hz.

Questo generatore ha altresì una uscita per comandare l'asse x di un registratore il cui asse y segna la tensione d'uscita del correlatore analogico 55 D 70 in modo da ottenere un «correlogramma» (diagramma della tensione correlata in funzione del tempo di ritardo della tensione di riferimento).

(1227)

NUOVO METODO DI PRODUZIONE DEI DISPOSITIVI A SEMICONDUTTORE - Il nuovo metodo studiato e attuato, sotto forma di prototipo, dalla Hitachi con il sussidio del governo giapponese, è molto elaborato; la ditta è convinta che esso possa aprire la strada ad una completa automazione della produzione dei dispositivi a semiconduttore.

Il processo di diffusione termica, ora usato, dà luogo ad una distribuzione non sufficientemente uniforme delle impurità droganti e perciò non consente una produzione automatizzata anche perché una precisa verifica della diffusione delle impurità è impossibile durante il processo.

Nel nuovo sistema le impurità (boro, fosforo, ecc.) vengono ionizzate e «inrestate» nella struttura del cristallo di silicio accelerandole sotto una tensione di 200 kV. Ciò permette di conseguire numerosi vantaggi fra i quali principalmente:

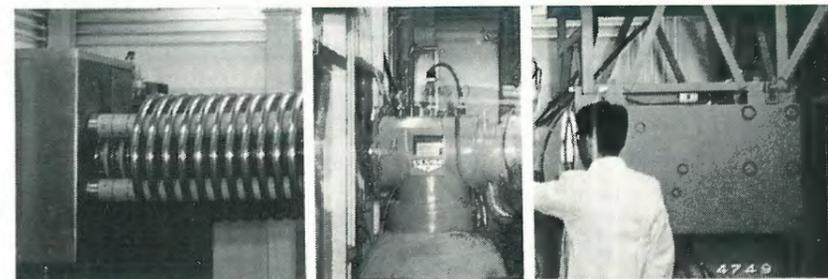
— il fascio di ioni può essere stabilito simultaneamente su più piastrine (wafers) di silicio (ciascuna delle quali comprende centinaia di dispositivi) fino ad un massimo di nove nella macchina prototipo della Hitachi, con la quale si possono così trattare 40 piastrine all'ora;

— la produzione può essere comandata e controllata da un calcolatore elettronico. La regolazione della sorgente di ioni e della loro tensione acceleratrice può essere facilmente effettuata in piena sicurezza, al potenziale di massa;

— l'ammontare delle impurità può essere rilevato durante il processo misurando la corrente del fascio ionico;

— il processo si sviluppa a temperature notevolmente più basse (400 ÷ 900 °C). di quelle necessarie con il processo di diffusione termico (1000 ÷ 1200 °C).

La figura riproduce qualche immagine della macchina attuata, che è stata già sperimentata nella produzione di massa di diodi, transistori normali e FET.

(1225)

L'ELABORAZIONE ELETTRONICA A DISTANZA - Sempre più frequente è l'impiego delle elaborazioni a distanza e sempre più numerosi sono gli elaboratori elettronici che comunicano per via telefonica con terminali o calcolatori satellite sparsi su un territorio non importa quanto vasto. Il caso più rilevante è quello dei servizi time-sharing (da 10 milioni di dollari di fatturato cinque anni fa a 150 milioni nel 1969) che permettono ad una miriade di utenti di collegarsi (anche da un paese all'altro) a sistemi centrali di elaborazione per sfruttarne tutti insieme le capacità di calcolo e la biblioteca di programmi.

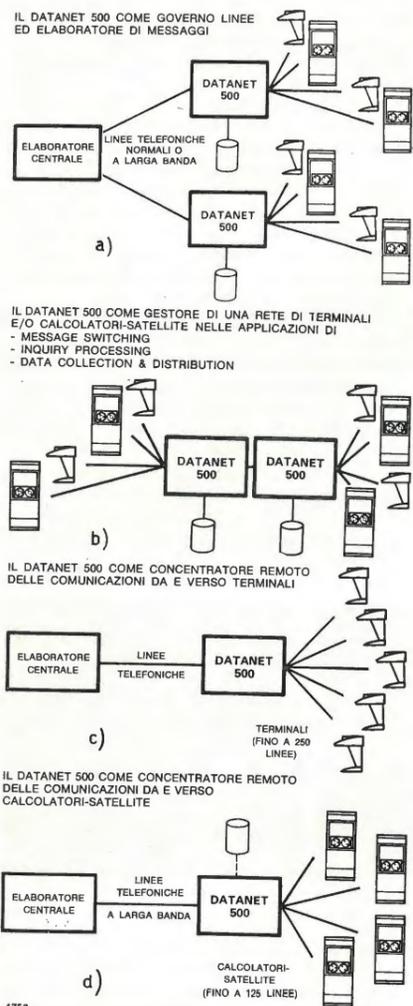
Per rispondere meglio a queste crescenti esigenze la General Electric ha annunciato il DATANET 500, un nuovo e potentissimo sottosistema collegabile alla maggior parte degli elaboratori e dei terminali oggi esistenti e specializzato per il controllo della trasmissione dati e la gestione di reti di terminali e calcolatori satellite.

Più che un sottosistema il DATANET 500 è in realtà un vero e proprio elaboratore elettronico dotato di una propria unità centrale, di una memoria principale (con ciclo di 1,2 microsecondi) estendibile da 8 a 64.000 parole di 20 bit, di un governo entrata /uscita per il collegamento locale di unità periferiche e memorie ausiliarie, oltreché naturalmente di un governo linee per collegamento remoto a terminali o ad altri elaboratori. Quest'ultimo è capace di gestire fino a 250 linee di comunicazione e quindi di collegare in «multipoint» da 500 a 1500 terminali.

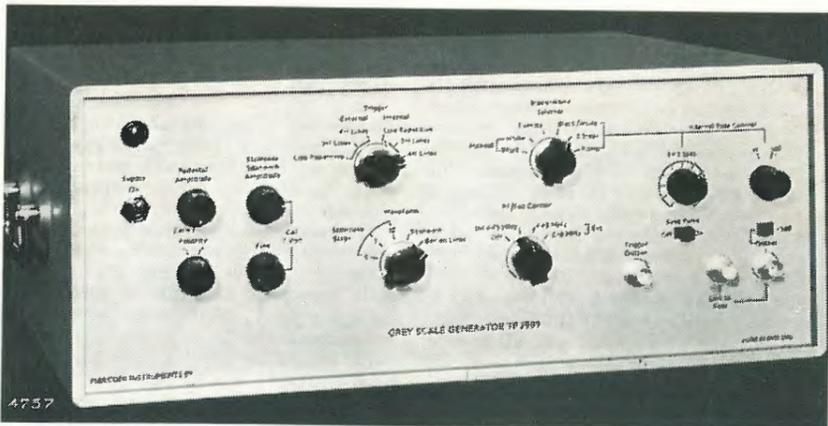
Esso può operare:

— Come governo centrale di una rete di terminali e calcolatori satellite (fig. a), sia fungendo da governo linee ed elaboratore di messaggi nei confronti di un calcolatore elettronico al quale spettano le funzioni elaborative vere e proprie (quello che gli americani chiamano «host computer»: elaborazione ospite) sia invece operando in modo del tutto autonomo nelle applicazioni di «message switching» (instradamento messaggi), di «inquiry processing» (interrogazione a distanza di archivi figura b) e di «data collection and distribution» (raccolta e distribuzione dati). In questi ultimi casi il collegamento al calcolatore elaborante avviene attraverso le memorie di massa.

— Come concentratore periferico nei sistemi aventi un gran numero di terminali (fig. c) e/o calcolatori periferici (fig. d). In questo caso il DATANET 500 porta a una sostanziale riduzione (fino al 70% secondo stime americane) dei costi di trasmissione (i terminali sono collegati al DATANET 500 più vicino e non direttamente all'elaboratore centrale: il DATANET 500 «concentra» il traffico da e verso l'elaboratore centrale su una sola o due linee) e permette un notevole alleggerimento del lavoro dell'elaboratore centrale potendo provvedere direttamente al controllo e alla preelaborazione o postelaborazione dei messaggi in arrivo o in partenza.

Il DATANET 500 riunisce in sè tutte le innovazioni tecnologiche di questi ultimi anni nel campo della trasmissione dati e del progetto di

calcolatori. Uno degli obiettivi base nella sua realizzazione è stata la affidabilità. Esso è infatti in grado di scoprire e correggere direttamente eventuali malfunzionamenti e possiede un dispositivo di alimentazione che prevede un sistema di emergenza a batteria. La sua struttura a blocchi permette inoltre l'espandibilità da una piccola scala di applicazioni, come la concentrazione remota, fino a una configurazione — avente doppia unità centrale e doppia memoria — destinata al controllo di vaste reti di terminali e/o calcolatori satellite. (1228)

NUOVO GENERATORE DI SEGNALI PER TVC - Un nuovo generatore con scala dei grigi, il TF 2909, viene annunciato dalla Marconi Instruments Ltd di St. Albans in Inghilterra. Progettato per il controllo della distorsione non lineare (deviazione della linearità) nei sistemi di trasmissone televisiva monocromatica ed a colori, esso offre una precisione del guadagno differenziale dello 0,1%, una precisione di fase differenziale di 0,1°.

L'impiego del TF 2909 unitamente al generatore di impulsi sinusoidali quadrati e di righe TF 2905/8 crea una combinazione in grado di eseguire la maggior parte di collaudi richiesti per i sistemi di trasmissione TV monocromatica e a colori.

I vantaggi principali del nuovo generatore sono:

1. Ampia scelta di forme d'onda d'uscita (a dente di sega; scalinata a 5, 7 o 10 gradini, su ogni linea, oppure ogni 4 o 5 linee o infine una barra completa su ogni linea).

2. Possibilità di sovrapporre una sottoportante interna (comandata da un cristallo) od esterna sui denti di sega, oppure sulla scalinata, con un sincronizzatore del segnale di sincronizzazione del colore su ogni linea.

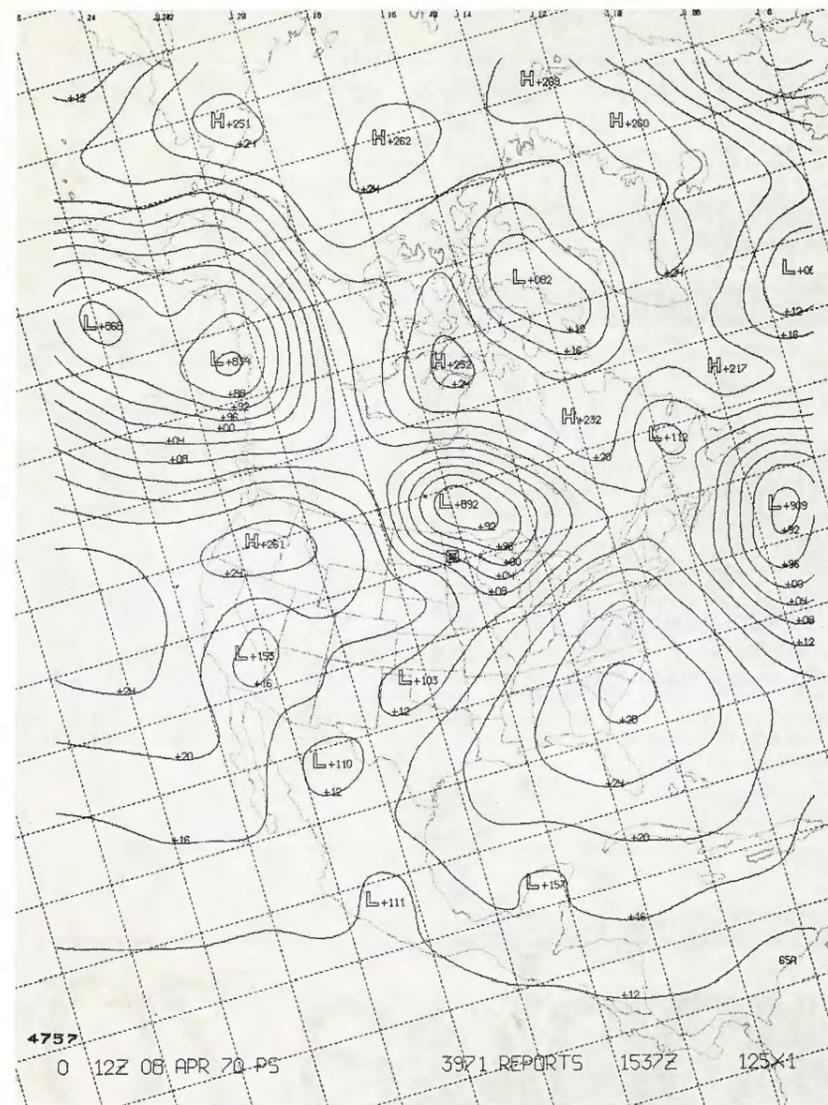
3. Variabilità del livello medio d'immagine: variazione automatica o manuale dell'ampiezza delle righe tra il livello del bianco e del nero su linee successive.

4. Gli impulsi di sincronizzazione di linea possono essere emessi od interrotti a seconda delle esigenze.

5. Possibilità di esclusione degli impulsi esterni per produrre una forma d'onda video composita.

6. Minima distorsione residua sulle forme d'onda di uscita.

7. Possibilità di aggiungere un piedestallo positivo o negativo alla forma d'onda a dente di sega o a scalinata. (1230)

TRACCIATORE DI MAPPE METEREOLOGICHE STAMPA 800.000 PUNTI AL SECONDO - Un nuovo tracciatore elettrostatico di mappe, che trasforma informazioni digitali fornite da un adatto calcolatore elettronico, direttamente in grafici, alla velocità di 800.000 punti al secondo è in funzionamento alla FNWC (Navy Fleet Numerical Weather Central) degli Stati Uniti d'America. Esso fornisce, su domanda, una dettagliata mappa meteorologica dell'intero emisfero settentrionale o di una più ristretta parte di esso, in tempo reale.

È prodotto dalla Varian Ass. e denominato Statos-5, Mod. 514; ha 1400 stili che lavorano su un nastro di carta (fig. 1) di 14 pollici (4 stili per millimetro). L'elaboratore è altresì predisposto per ottenere la stampa anche del tracciato di riferimento riducendo così gli errori di allineamento. La memoria del calcolatore può essere inoltre istruita per tracciare altri riferimenti come le coste dei continenti, le frontiere fra stati, ed altri dati geografici. Tali segni di riferimento possono essere tracciati con linee diverse (per es. a tratti) da quelle del diagramma utile (per es. punti molto avvicinati così da apparire come linea continua) come si vede in figura 2. Infine lo Statos 5 stampa anche le annotazioni alfanumeriche (fig. 2).

La precisione è del 0,1%. Escluso il meccanismo per il trasporto del nastro di carta, l'intera apparecchiatura è a stato solido e non richiede manutenzione.

Il sistema di avanzamento della carta è sincrono a velocità di 1, 2 o 4 pollici al secondo oppure asincrono ad incrementi di 0,005 pollici (0,125 mm) con un massimo di 100 incrementi al secondo.

La stampa è ottenuta con un particolare processo che utilizza carbone colloidale in sospensione in un liquido non infiammabile e che esclude inceppamenti o verifiche periodiche del meccanismo scrivente. Il nastro stampato esce asciutto ed ha eccellenti caratteristiche di riproducibilità e di durata per l'archiviazione.

Le informazioni utilizzate per tracciare tali mappe provengono da tutte le principali stazioni meteorologiche del mondo compresa la Russia e la Cina comunista. (1232)

Fig. 1.

Fig. 2.

ALIMENTATORI A BASSA TENSIONE SENZA TRASFORMATORE - Un alimentatore di potenza a bassa tensione, che non ha bisogno di trasformatore, è stato messo a punto dai ricercatori della IBM. Il nuovo dispositivo è più leggero e più compatto degli alimentatori normali dotati di trasformatore; inoltre, alle alte frequenze, è privo di rumore.

Il principio su cui è basato è quello di caricare un gruppo di condensatori in serie e di scaricarli poi in parallelo. In questa maniera, la carica si ripartisce fra gli n condensatori e questi sopportano una tensione uguale ad $1/n$ della tensione d'entrata. La scarica, che avviene a questa tensione ridotta con i condensatori in parallelo, dà luogo ad una corrente n volte più grande della corrente d'entrata.

I componenti fondamentali di questi laimentatori di potenza sono transistori, diodi, resistori e condensatori normali. Un circuito un po' più complesso permette di isolare il carico dalla linea d'alimentazione, cosicché ogni lato può essere messo a terra con sicurezza. Questi dispositivi isolati possono anche essere interconnessi per ottenere un raddrizzamento di ambedue le semionde.

Per regolare la tensione di uscita e mantenerla molto stabile si può aggiungere un amplificatore di regolazione ed un riferimento di tensione. Si è così potuto ottenere una variazione di tensione inferiore ad un millivolt con una uscita da 0,3 a 1 ampère a 10 volt.

Tali alimentatori, costruiti utilizzando i circuiti integrati, possono competere sul mercato con gli alimentatori di potenza convenzionali.

Il circuito fondamentale del nuovo alimentatore di potenza è rappresentato in a) nella figura riportata. I condensatori C sono caricati per mezzo dei diodi D_s disposti in serie, mentre i transistori Q_P in parallelo sono polarizzati inversamente rispetto allo stato di riposo per mezzo dei resistori R_P. Non appena la tensione d'entrata scende al di sotto del suo valore di picco, i diodi D_s interrompono il ramo del circuito; una piccola corrente fluisce attraverso il resistore R_{P3} ed il transistor Q_{P3} si eccita. Grazie al guadagno di corrente in Q_{P3}, il resistore R_{P2} è percorso da una corrente maggiore: la situazione si ripete lungo la colonna di figura a). Quando entra in azione Q_{P1}, il condensatore C_1 eroga corrente al carico. Quando la tensione di linea diminuisce tanto quanto basta ad inserire il diodo D_{N2}, la corrente fluisce da C_2 verso il carico. Il condensatore C_3 comincia a scaricarsi quando il valore della tensione di linea è sceso molto vicino allo zero.

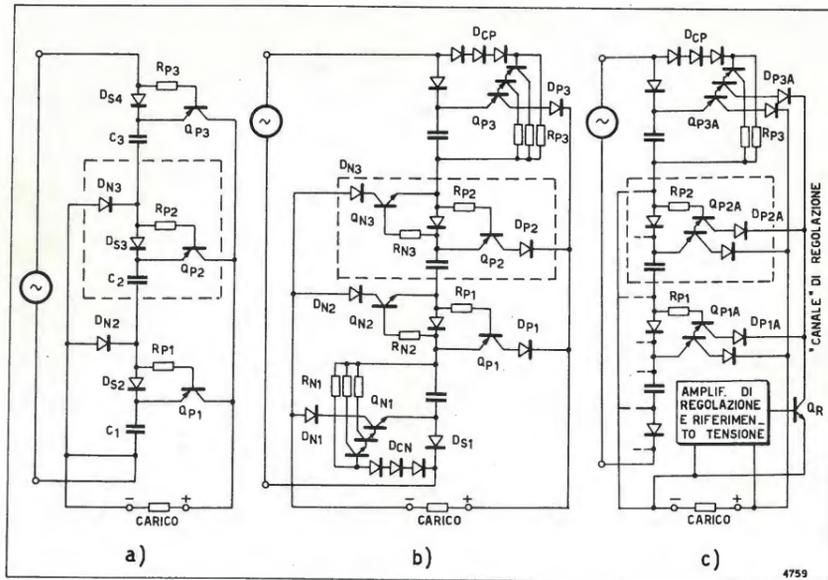
Il circuito a), comunque, non è isolato: un lato del carico è connesso ad un lato della linea. Opportune modifiche, visibili in b), eliminano queste limitazioni e consentono di connettere il carico e la linea in qualunque maniera senza interferire con il funzionamento del circuito, mentre la corrente di dispersione attraverso l'interconnessione è molto piccola, circa 100 microampère. Infatti il semplice comando della tensione di linea attraverso la R_{P3} del circuito non isolato è stato sostituito da un dispositivo di commutazione delle correnti. I diodi D_{CP} e D_{CN} (triplicati per fornire un'adeguata caduta di tensione) deviano la corrente fissata attraverso R_{P1} e R_{N3}, rendendo la corrente di comando indipendente dalla tensione

relativa fra linea e carico. La triplice cascata di transistori Q_{N1} e Q_{P3} produce un alto guadagno di corrente e permette l'impiego di una piccola corrente di comando.

Il dispositivo isolato ha un altro vantaggio. Mentre con la configurazione a) viene raddrizzata una sola semi-onda, due dei circuiti isolati possono essere connessi con le uscite in parallelo e con le entrate in parallelo inverso in modo da fornire un raddrizzamento ad onda intera ed una uscita a tensione praticamente continua.

Con l'aggiunta di una rotroazione come in figura c) è possibile costruire un alimentarore di potenza che regola la sua uscita di tensione.

I resistori R_P comandano ora la commutazione dei transistori e dei diodi Q_{PA} e D_{PA} supplementari che sono presenti in ogni stadio. Questo accoppia le basi di Q_P con un canale di regolazione; la conduzione attraverso i Q_P è ora comandata dalla tensione di emettitore relativa al canale. La tensione sul canale di regolazione è regolata dal transistor Q_P, nel quale il flusso di corrente è comandato da un segnale differenziale fra la tensione d'uscita ed una tensione di riferimento.

L'uscita nei circuiti regolati ha una ondulazione (« ripple ») che consiste in

un transitorio di brevissima durata e con un'ampiezza inferiore a 40 millivolt. Questo può essere eliminato usando un amplificatore di regolazione che abbia una buona risposta in alta frequenza.

Questi tre tipi di circuito hanno già trovato applicazione in alcuni modelli sperimentali con 12 stadi, ottenuti ripetendo i componenti che sono racchiusi dalle linee tratteggiate degli schemi riportati. (1235)

LIBRI E PUBBLICAZIONI

GIACCAGLINI G.: **Lezioni di elettronica industriale - Controlli automatici - Applicazioni.** « Levrotto & Bella », Torino, 1969.

Un volume di XII + 432 pagine, formato cm 17,5 × cm 24,5 con 330 figure.

Prezzo 4800 lire

Il volume raccoglie le lezioni che l'Autore tiene presso l'Istituto Tecnico Industriale « Peano » di Torino. Pur con l'intenzione di svolgere gli argomenti previsti dal programma ministeriale l'Autore si è trovato nella necessità di mettere ordine in tale programma che, allo stato attuale, è quanto mai disorganico e comprende, in ordine sparso, argomenti eterogenei, alcuni dei quali ormai superati dall'incessante sviluppo scientifico e tecnologico.

Nell'intento di seguire un filo conduttore organico nello svolgimento della materia, l'Autore osserva che la moderna elettronica applicata è avviata ad essere sempre più una « elettronica dei sistemi » più che una « elettronica circuitale »; di qui la preminenza data all'algebra degli schemi a blocchi, alla teoria dei « controlli », all'algebra di Boole (esposta nell'ultimo capitolo del libro). Questi argomenti, poco consueti nella Scuola Media Superiore, sono di ardua assimilazione da parte degli allievi degli Istituti Tecnici Industriali, tuttavia l'esperienza di docente dell'Autore e il consenso di numerosi suoi colleghi, che già hanno affrontato tali difficoltà, « consci del fatto che senza, per esempio, le trasformate di Laplace, non è possibile fare niente di valido o quasi », lo hanno incoraggiato a scrivere quest'opera cercando di spianare le difficoltà. Ed è da segnalare che per far ciò l'Autore si è valso anche della collaborazione degli stessi allievi.

Il volume, per quanto in questa sua edizione presenti qualche imperfezione formale, è bene organizzato e segue uno svolgimento chiaro e ordinato. Forse esso apparirà ancora un po' difficile per l'allievo medio degli Istituti Industriali e potrà essere invece largamente e favorevolmente accolto nell'ambito universitario. Per renderne più agevole la lettura, specialmente ai giovani meno preparati, sarà di particolare importanza il successivo lavoro di rifinitura e di chiarificazione. Tuttavia il volume, già fin d'ora, si presenta come un'opera di notevole interesse per la sua originalità e perché è una delle prime di tale genere scritte in lingua italiana.

La prima parte, comprendente otto capitoli, ha carattere generale e, dopo aver impostato i principi della regolazione ad anello chiuso e dell'algebra dei sistemi a blocchi, espone il metodo di studio dei circuiti mediante le trasformate di Fourier o di Laplace; definisce poi la funzione di trasferimento di un sistema e applica tali nozioni ai sistemi controllati ad anello, fino allo studio degli amplificatori operazionali.

Nella seconda parte sono studiati vari circuiti di servomeccanismi ed altre applicazioni che risultano anche dall'elenco dei titoli dei capitoli che riportiamo:

Introduzione (p. 1); Cap. 1°: Analisi dei componenti di un sistema di regolazione ad anello chiuso (p. 14); Cap. 2°: Schemi a blocchi (p. 23); Cap. 3°: Trasformazioni di Fourier e di Laplace (p. 37); Cap. 4°: Studio dei sistemi lineari. Funzioni di trasferimento (p. 69); Cap. 5°: Analisi di una funzione di trasferimento nel campo delle frequenze reali (p. 97); Cap. 6°: Le specifiche dei sistemi controllati ad anello (p. 120); Cap. 7°: Miglioramento delle prestazioni di un sistema controllato mediante blocchi di compensazione (p. 166); Cap. 8°: Amplificatori operazionali (p. 187).

Parte seconda: *Servomeccanismi e applicazioni*. Cap. 9°: I sistemi in alternata (p. 201); Cap. 10°: Componenti dei servomeccanismi: i trasduttori (p. 217); Cap. 11° Amplificatori di potenza per servomeccanismi (p. 239); Cap. 12°: Interruttori di potenza elettronici (p. 271); Cap. 13°: Attuatori per servomeccanismi-servomotori (p. 292); Cap. 14°: I diodi controllati al silicio (p. 316); Cap. 15°: Applicazioni dei diodi controllati al silicio (p. 339); Cap. 16°: Controllo elettronico delle saldatrici a resistenza (p. 361); Cap. 17°: Altri esempi di regolazione (p. 376); Cap. 18°: Riscaldamento dei materiali (p. 386); Cap. 19°: L'algebra di Boole e i sistemi numerici (p. 399).

(1244) G. D.

RCA: **Power transistors.** « Somerville », N.J., 1970.

Un volume di 96 pagine, formato cm 13,5 × cm 20,5 con 66 figure.

Prezzo 2 dollari

Il manuale ha lo scopo di guidare il progettista, di apparati elettronici, per quelle parti che hanno attinenza all'impiego dei transistori di potenza. Si tratta quindi di una panoramica sulla tecnologia costruttiva, preceduta da un primo capitolo di richiamo dei fondamenti fisici di funzionamento al fine di giustificare particolari accorgimenti seguiti nella tecnica costruttiva, di una accurata e chiara descrizione delle caratteristiche elettriche per ciò che concerne le prestazioni (in tensione, potenza, corrente e frequenza) ed infine di una raccolta di esempi applicativi che interessano una vasta gamma di apparati elettronici.

Il primo capitolo è costituito da un breve riassunto della teoria generale del transistore che ha lo scopo di focalizzare, richiamandoli, i fenomeni base e il loro collegamento con le caratteristiche elettriche esterne. Nel secondo vengono approfonditi quei fenomeni fisici che, generalmente omessi nelle teorie generali del transistore a giunzione di piccola e media potenza perché conducono ad effetti elettrici esterni trascurabili, acquistano un peso assai maggiore nei transistori di potenza; in particolar modo sono esaminati gli effetti provocati dalla variazione della conduttività del materiale di base e dovuti alla densità di corrente nel suo interno.

Nel terzo capitolo sono studiate le tecniche costruttive, sia dal punto di vista della struttura geometrica sia dal punto di vista della tecnologia dei materiali base e dei droganti. Sono confrontate le varie realizzazioni tecniche ponendo in risalto vantaggi e svantaggi per ciò che concerne le caratteristiche esterne e quindi le applicazioni conseguenti.

Nel quarto capitolo è trattata la materia più importante dell'intero volumetto: i fattori di limitazione. È innanzitutto esaminato con chiarezza e perspicuità il fenomeno del « breakdown » secondario: si tratta di un fenomeno assai complesso che, pur essendo stato studiato a fondo negli ultimi anni da molti autori, presenta ancora aspetti da analizzare più dettagliatamente. Il breakdown secondario è particolarmente insidioso negli interruttori di potenza che lavorano su carico induttivo. Vengono presentati e spiegati diagrammi che forniscono l'area di funzionamento sicuro per ciò che riguarda lo sfruttamento in tensione e in potenza. Questi diagrammi sono di estrema importanza ai fini della riproducibilità e della affidabilità degli apparati elettronici. Infine sono esaminate le sollecitazioni per « fatica termica », ossia il funzionamento intermittente con commutazioni di potenze cospicue.

Il quinto capitolo è dedicato alla descrizione di una serie di fondamentali applicazioni circuitali. Tra esse ricordiamo regolatori di tensione, amplificatori lineari, invertitori e convertitori statici.

A conclusione del libro vi è un utile elenco selettivo, che guida il progettista a seconda delle sue particolari necessità; ad esempio alta tensione, alta velocità oppure alta corrente, ecc.

In complesso il volumetto è chiaro, agile e di facile consultazione. Ecco l'elenco dei capitoli:

Cap. 1°: Teoria fisica generale (p. 3); Cap. 2°: Teoria fisica dei transistori di potenza; Cap. 3°: Strutture, geometrie e tecniche costruttive (p. 19); Cap. 4°: Fattori critici di limitazione (p. 38); Cap. 5°: Applicazioni (p. 58); Cap. 6°: Elenco selettivo (p. 76).

(1243) V. B.

LIBRI RICEVUTI

JAEGER J. C., NEWSTEAD G. H.: **An introduction to the Laplace transformation with engineering applications.** III edizione. « Methuen & Co. Ltd. » Londra, 1969.

Un volume di VIII + 152 pagine, formato cm 12 × cm 18,5 con 37 figure.

Prezzo 21 scellini

Control handbook. « Digital equipment Co. » Maynard - Mass., 1969.

Un volume di VI + 282 pagine, formato cm 13,5 × cm 20, con numerose illustrazioni nel testo.

Descrive le apparecchiature costruite dalla Digital Equipment Co. e ne fornisce i dati tecnici.

STAMPATO DALLA ILTE INDUSTRIA LIBRARIA TIPOGRAFICA EDITRICE - CORSO BRAMANTE, 20 - TORINO - 10-1970 (4231)

Spedizione in abbonamento postale - gruppo IV/70

TRIODI E TETRODI UHF
ULTRA LINEARI

PER TRASMETTITORI E RIPETITORI
DI TELEVISIONE E TELECOMUNICAZIONI

TRIODI PIANI
F = 1000 MHz

Riferimento	Vf	If	μ	S	Va	Ik	Wa	Wg	Wu
TH 294	6,3	5,5	90	45	2,2	2,5	0,7	4	0,5
TH 302 *	5	1,9	200	60	1,6	0,5	0,25	—	0,025
TH 308	6,3	5,5	70	45	2,2	2,5	0,7	—	0,1
TH 328 *	5,5	5,2	150	55	2,2	2,5	0,7	—	0,1

* TUBI AD ELEVATO GUADAGNO (20 dB)

● TUBO RAFFREDDATO PER VAPORIZZAZIONE

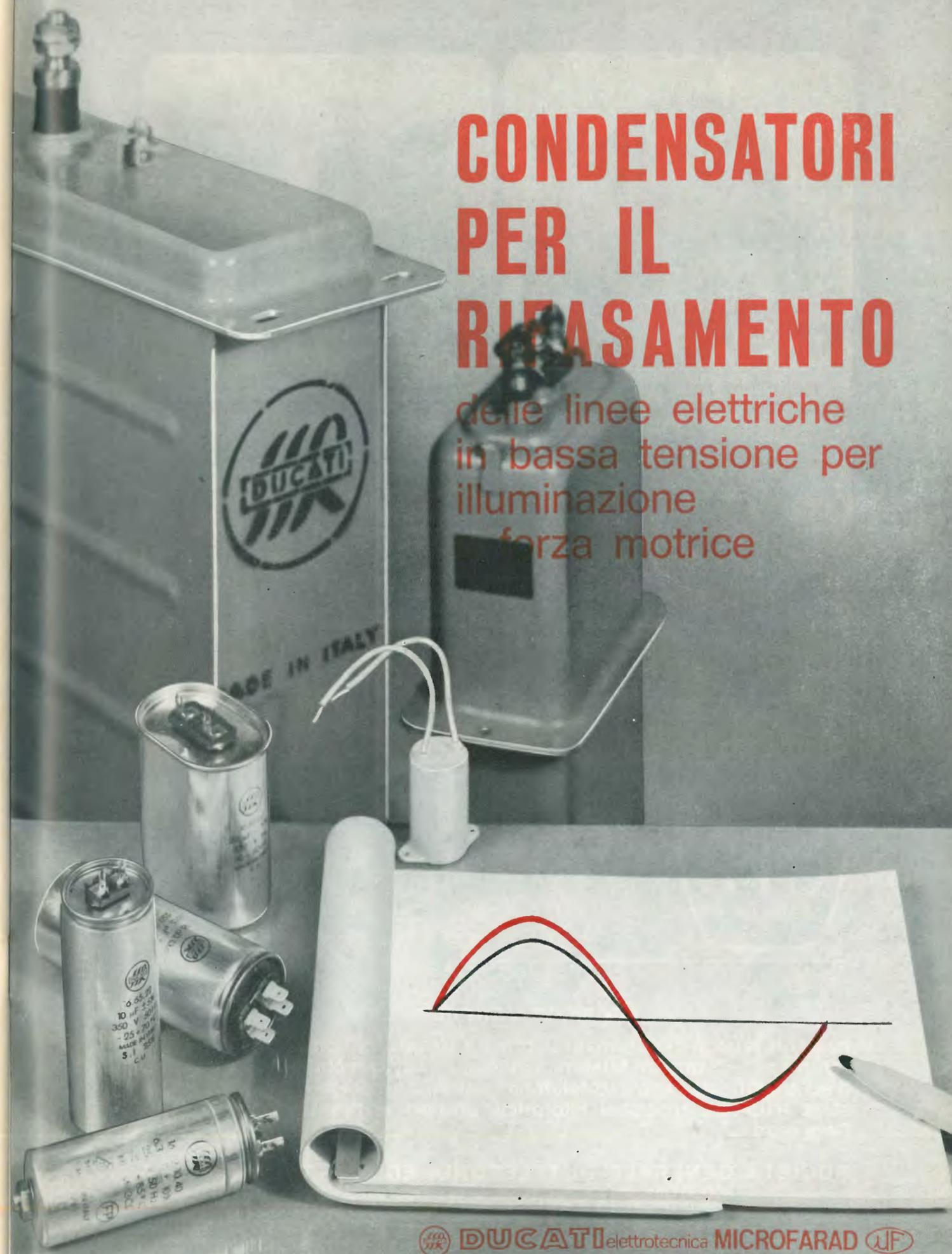
TRIODI-TETRODI COASSIALI
F = 1000 MHz

Riferimento	Vf	If	μ	S	Va	Ik	Wa	Wg_1	Wg_2	Wu
TH 290	4,2	140	6	70	5,2	25	12	50	150	12
TH 293	5	47	7	30	5	9	4,5	15	25	3
TH 297	3,2	40	6	20	4,5	5	1,5	10	20	1,5
TH 312	3,5	38	80	30	3	4	1,3	2	—	0,2
TH 313	5	65	5	50	5	15	7	40	100	6
TH 491 ●	5,2	180	4,5	130	5,5	45	30	100	200	25

THOMSON-CSF

GROUPEMENT TUBES ELECTRONIQUES - 8, RUE CHASSELOUP-LAUBAT - PARIS 15e - FRANCE
THOMSON - CSF TUBI ELETTRONICI - Viale degli Ammiragli, 69 - 00136 ROMA - Tel. 63.80.143 - Telex. 61173 Telonde

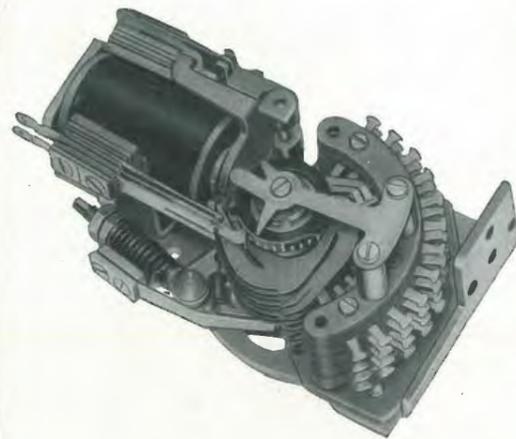
CONDENSATORI PER IL RIFASAMENTO

delle linee elettriche
in bassa tensione per
illuminazione
forza motrice

DUCATI elettrotecnica MICROFARAD

Via M. E. Lepido, 178 - Bologna

selettore rotativo 45

relé miniatura

relé correeds

selettore rotativo 44

Divisione Commutazione

Impianti telefonici automatici urbani e privati - Centrali telefoniche interurbane - Centralini telefonici manuali - Apparecchi telefonici normali ed amplificati - Impianti telefonici selettivi a codice - Telefonia domestica (citofoni, centralini citofonici, portieri elettrici) - Telecomandi - Relè reed.

SOCIETÀ GENERALE DI TELEFONIA ED ELETTRONICA S.p.A.
20060 Cassina de' Pecchi (Milano) - Telefoni: 9519201-301
20158 Milano - Via Bernina 12 - Telefoni: 600151-690500
00153 Roma - Piazza Albania, 10 - Telefoni 578.444/5/6/7
16121 Genova - Via Bartolomeo Bosco, 45 - Telef. 580.472

Eimac supertetrodi super raffreddati

Questi rivoluzionari tetrodi della Eimac combinano le prestazioni elettriche del primo «supertetrodo» prodotto dall'industria con un singolare nuovo concetto di raffreddamento a vapore.
Il risultato è rappresentato da tetrodi da 50 KW e da 100 KW di prestazioni veramente superiori, in una configurazione notevolmente più piccola e leggera.
L'anodo rientrante rende possibile una notevole riduzione dell'induttanza del connettore catodico ed una più bassa capacità d'ingresso.
Il guadagno di potenza è tipicamente più alto di 4—5 dB e la capacità di feed back è inferiore alla metà di quella dei tubi convenzionali.
Questo nuovo concetto di raffreddamento a vapore dimezza il prezzo del sistema e permette che i tubi vengano impiegati con inclinazioni di 45 gradi. Il livello dell'acqua non è critico. Questi tubi rappresentano la scelta ideale per trasmettitori HF e VHF, per amplificatori distribuiti a banda larga e per applicazioni impulsive.
Per ulteriori informazioni vogliate rivolgerVi a:

varian

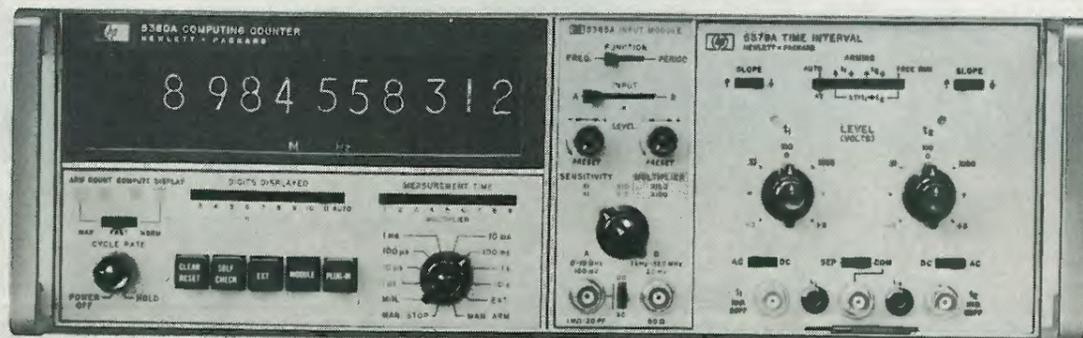
Varian S. p. A.
Via Fratelli Varian
10040 Leinì/Torino
Tel.: 26.8086

Per sfruttare tutte le sue possibilità al nostro «Contatore-computer» occorreva una speciale tastiera. E noi l'abbiamo realizzata.

Senza tastiera, il Contatore-computer 5360A misura frequenza, periodo e intervallo di tempo: e non teme confronti quanto a velocità e risoluzione.
Ma con la tastiera potete anche programmarlo. Introducete il programma: fase, scarto quadratico medio, scostamento della frequenza, per citarne solo alcuni. Attraverso la tastiera il Contatore se ne impadronisce e lo esegue automaticamente. Potete programmare il Contatore affinché visualizzi, in tempo reale, soluzioni di equazioni le cui variabili sono le stesse misure compiute dal Contatore.
La velocità di conteggio è di 320 MHz, estensibile a 18 GHz con l'uso di cassetti. Un altro cassetto permette misure di intervalli di tempo con risoluzione di 100 picosecondi. 11 cifre di risoluzione, rappresentazione con virgola decimale fissa, unità di misura assegnate automaticamente, soppressione delle cifre non valide garantiscono una lettura senza errori.
Il Contatore-computer 5360A e la tastiera vi permettono di effettuare misure finora impossibili.
Per ulteriori informazioni, scriveteci o telefonateci.

Italia: Hewlett-Packard Italiana S.p.A.
20124 Milano, Via Amerigo Vespucci 2, tel. 62 51
00144 Roma-Eur, Piazza Marconi 25, tel. 591 25 44
Svizzera: Hewlett-Packard (Schweiz) AG
Rue du Bois-du-Lan 7
1217 Meyrin 2 Genève, tel. (022 41 54 00

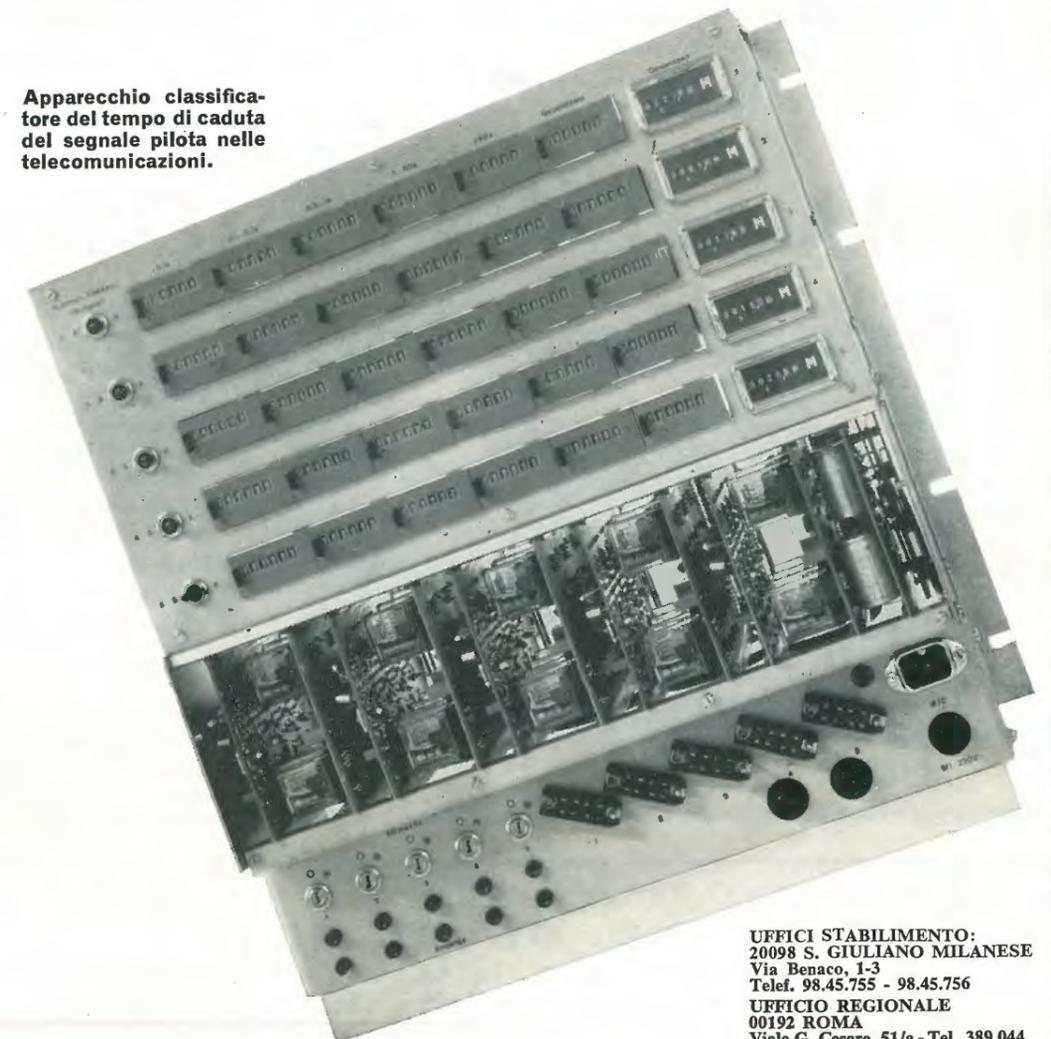
HEWLETT hp *PACKARD*

5360A

Le telecomunicazioni stanno assumendo un'importanza sempre più determinante: i canali telefonici che sono in continuo aumento devono essere raggruppati in grandi fasci e collegati ad opportune linee di trasmissione multigramma che assorbiranno in un prossimo futuro una parte imponente del traffico telefonico così da costituire praticamente la spina dorsale di ogni rete interurbana. Un nuovo apparecchio può individuare l'origine delle interruzioni nei sistemi di telecomunicazione, rilevando e classificando i tempi di caduta del segnale pilota. Questo apparecchio classificatore si rivelerà estremamente utile per consentire conversazioni perfette evitando così anche quelle brevissime interruzioni di origine diversa che non si possono rilevare con le tecniche manuali e che possono andare da pochi millisecondi a qualche secondo disturbando non solo la normale telefonata, ma soprattutto la trasmissione a distanza dei dati.

classificare il tempo di caduta del segnale pilota nelle telecomunicazioni, è per Voi un problema?

Zettler

l'ha risolto per Voi.

Apparecchio classificatore del tempo di caduta del segnale pilota nelle telecomunicazioni.

UFFICI STABILIMENTO:
20098 S. GIULIANO MILANESE
Via Benaco, 1-3
Telef. 98.45.755 - 98.45.756
UFFICIO REGIONALE
00192 ROMA
Viale G. Cesare, 51/a - Tel. 389.044

ROHDE & SCHWARZ · MÜNCHEN

MISURE DI POTENZA SENZA RIFLESSIONE

- Campo di misura 50 mW ... 30 W (50/60/75 Ω) oppure 2 W ... 1000 W (50/60 Ω)
- Gamma di frequenza 25 ... 500 MHz
- Indicazione contemporanea su strumenti separati sia della potenza trasmessa che riflessa
- Indicazione esatta del valore efficace per qualsiasi forma del segnale
- Misure praticamente senza riflessioni - ROS < 1,02

CAMPI DI APPLICAZIONE

Misure di riflessione nell'adattamento di antenne, di linee di alimentazione (resistenze di carico) e di stadi amplificatori

Misure di guadagno di transistori di potenza

Misure di potenza trasmessa nelle gamme VHF/UHF di trasmettitori modulati e non modulati

Wattmetro per UHF ed indicatore di adattamento NAU

MISURA DIRETTA DI RIFLESSIONE

la misura avviene senza necessità di eseguire la sintonia (ingresso a larga banda) e con regolazione automatica dell'ampiezza. Si eseguono misure di fattori di riflessione compresi fra 0,5% e 100% ed attenuazioni da 0,05 dB fino a 5 dB.

Strumento misuratore ad indicazione diretta del fattore di riflessione ZRZ

- Indicazione diretta del fattore di riflessione in %
- Ricevitore incorporato a larga banda (non occorre sintonizzare)
- Gamma di frequenza 30 ... 1000 MHz
  Circuito di regolazione della tensione all'ingresso
  Uscite per un secondo strumento di lettura e per registratore.
- Campi di misura 3/10/30/100%
  Tensioni di misure 120/40/12/4 mV
  Nei campi di misure superiori non c'è pericolo di saturazione per i tubi e per i transistori
- Precisione di misura 0,3%
  Precisione dell'indicazione ca. 2% f.s.

Si possono anche eseguire misure di attenuazione su cavi corti (da 1 a 10 m) oppure su quadripoli con un'attenuazione fino a 5 dB

Rappresentanza Generale per l'Italia:

Ditta ING. OSCAR ROJE

20123 MILANO - Via T. Tasso, 7 - Telef. 498.00.41/2/3

Telegr.: INGOROJE - MILANO ◆ Telex: 33050 TELEROJE

00187 ROMA - Via di Porta Pinciana, 4 - Telef. 480.029 - 465.630

AMPEX

APPARECCHIATURE DI RIPRESA E RIPRODUZIONE PER TELEVISIONE A CIRCUITO CHIUSO

MOD. VR-5103

AMPEX VR 7003 - Il registratore video Ampex VR-7003 — completamente transistorizzato — rappresenta un notevole progresso nella registrazione televisiva. Per quanto molto simile al già provato e conosciuto registratore Ampex VR-7000, presenta dei miglioramenti ed addizionali possibilità che ne aumentano la qualità e versatilità. Questi importanti miglioramenti comprendono: piena larghezza di banda di 3,5 MHz; testina video con trasformatore rotante; allentamento automatico della tensione attorno al tamburo di scansione che consente di stare indefinitamente nella posizione di attesa; un periodo di avanzamento rapido di 5 minuti; una regolazione più ampia della tensione; guadagno differenziale e responso transitorio migliorati ed in più, a richiesta, il rallentamento variabile da 2 a 20 quadri al secondo ed una seconda traccia audio.

Progettato per l'uso continuo in ogni applicazione, facile da usare, il VR-7003 ha un numero minimo di controlli (e non è pertanto necessario l'addestramento dell'operatore) e può essere usata una vasta gamma di monitori, assicurando la massima flessibilità.

Inoltre è possibile commutarlo per riprodurre nastri a standard americano. In tal modo è assicurata la completa intercambiabilità fra tutti i registratori Ampex utilizzanti tale sistema.

AMPEX VR 5103 - Il registratore Ampex VR-5103 è basato sull'impiego del sistema Ampex con testina elicoidale singola a pellicola di aria. Si tratta del medesimo formato classico di un pollice, intercambiabile, con una velocità di registrazione di 833 pollici al secondo, usato nei modelli VR-7003 e VR-7803. In breve, i nastri registrati sul modello VR-5103 possono essere riprodotti su qualsiasi altra apparecchiatura analoga. Questo registratore può, inoltre, riprodurre nastri registrati negli Stati Uniti nel formato a 525 righe e 60 Hz, come pure quelli registrati a 625 righe e 50 Hz (standard europeo).

MOD. VR-7003

AMPEX VR 7803 - Il registratore video VR-7803 a circuiti solidi di produzione Ampex costituisce un esempio della tecnica più moderna nell'arte della registrazione video. La combinazione di tecniche avanzate, di realizzazione modulare e di caratteristiche ineguagliate, fa di questo strumento l'apparecchiatura più versatile e di qualità più elevata nella famiglia dei registratori Ampex del formato da 1 pollice con testine elicoidali. Questa caratteristica di versatilità e di qualità porta il formato Ampex al livello delle trasmissioni professionali.

MOD. VR-7803

LARIR AGENTI GENERALI PER L'ITALIA:

LARIR International s.p.a. - MILANO - VIALE PREMUDA, 38/A TELEFONI: 795762 - 795763 - 780730

UNA TECNICA RIVOLUZIONARIA
DI CONVERSIONE ANALOGICO-DIGITALE
R^2= RECIRCULATING REMAINDER
RIDUCE DEL 50%
IL PREZZO DEI VOLTMETRI DIGITALI

MULTIMETRO

Mod. 8100A
L. 695.000
l'GE inclusa

- Precisione 0,02 %
- 4 cifre + 1 (fuori scala del 20%)
- Reiezione di modo comune maggiore di 100 dB
- Misura di tensione AC e DC fino a 1200 V e resistenze fino a 12 Mohm
- In opzione - alimentazione a batteria ricaricabile
  shunts per misure di corrente in AC e DC
  sonda per alta frequenza
  sonde per alta tensione

VOLTMETRO

- Precisione 0,005%
- 5 cifre + 1 (fuori scala del 20%)
- Selezione automatica del fondo scala e della polarità

Mod. 8300A
L. 1.295.000
IGE inclusa

- Reiezione di modo comune: 140 dB con schermo di guardia
- Misura tensioni continue fino a 1200 V
- In opzione - misure in AC
  misure di rapporto
  misure di mV/ohms
  uscita BCD
  controllo a distanza

Vi ricordiamo la produzione dei VOLTMETRI DIFFERENZIALI, degli ALIMENTATORI STABILIZZATI DI ALTA TENSIONE, dei CALIBRATORI e dei SISTEMI DI CALIBRAZIONE FLUKE che da anni, in continuo progresso, soddisfano le esigenze della clientela italiana.

Richiedete cataloghi, offerte e dimostrazioni a:

Settore Elettronico
20146 MILANO - Piazza De Angeli, 7
Tel. 463.286 / 463.520